



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

REGULOVATELNÁ TŘÍFÁZOVÁ ZÁTĚŽ PRO FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

CONTROLLABLE THREE-PHASE LOAD FOR PHOTOVOLTAIC POWER PLANTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vojtěch Suchánek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Tomáš Pitner

BRNO 2025



Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Vojtěch Suchánek

ID: 247725

Ročník: 3

Akademický rok: 2024/25

NÁZEV TÉMATU:

Regulovatelná třífázová zátěž pro fotovoltaické elektrárny

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

- Navrhněte a realizujte desku plošných spojů.
- Vytvořte firmware pro řídicí mikrokontrolér.
- Celé zařízení oživte a jeho správnou funkci ověřte měřeními.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího.

Termín zadání: 10.2.2025

Termín odevzdání: 28.5.2025

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Pitner

prof. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Bakalářská práce se v teoretické části zabývá problematikou wattroterů a jejich vlivem na síť. Dále se věnuje kompletnímu návrhu spínaného měniče, jakožto náhradu problematické části systému wattrouterů. Navržena byla výkonová část, spolu s návrhem chlazení a odrušení, tak i řídicí systém s programem. Navržený měnič byl realizován a po odzkoušení podroben měření účinnosti. Bylo provedeno i měření kvality a spektra odebíraného proudu měničem.

KLÍČOVÁ SLOVA

wattroter, spínaný měnič, usměřovač s podkritickou kapacitou, výkonový IGBT

ABSTRACT

Překlad abstraktu (The theoretical part of this bachelor's thesis addresses the issue of wattroterers and their impact on the power grid. It then focuses on the complete design of a switched-mode converter as a replacement for the problematic part of the wattrouter system. The power stage was designed, including the cooling system and electromagnetic interference filtering, as well as the control system with its software. The proposed converter was built and, after testing, subjected to efficiency measurements. Additionally, the quality and spectrum of the current drawn by the converter were measured.)

KEYWORDS

wattroter, switching converter, rectifier with subcritical capacitance, power IGBT

SUCHÁNEK, Vojtěch. *Regulovatelná třífázová zátěž pro fotovoltaické elektrárny*. Bachelářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2025. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Pitner

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora: Vojtěch Suchánek
VUT ID autora: 247725
Typ práce: Bakalářská práce
Akademický rok: 2024/25
Téma závěrečné práce: Regulovatelná třífázová zátěž pro fotovoltaické elektrárny

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora*

* Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Tomášovi Pitnerovi, za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Obsah

Úvod	11
1 WATTROUTER	12
1.1 Popis systému	12
1.1.1 Fotovoltaická elektrárna	12
1.1.2 Přetoky do distribuční sítě	12
1.1.3 Systém wattrouteru	12
1.2 Princip fungování wattrouteru	13
1.2.1 Zapojení	13
1.2.2 Regulace	13
2 Řízení výkonu pomocí SSR	14
2.1 Tyristor	14
2.1.1 Konstrukce	14
2.1.2 Podstata fungování	14
2.1.3 Pracovní režimy	15
2.2 Střídavý měnič napětí	15
2.2.1 Fázová regulace	16
2.2.2 Dvoustavová regulace	17
3 Problematika wattrouterů	19
3.1 Flikr	19
3.1.1 Vznik flikru	19
3.2 Harmonické složky v síti	20
3.2.1 THD	21
3.2.2 Vznik harmonických složek u SSR	21
3.2.3 Problémy způsobené harmonickými složkami u SSR	21
3.3 EMC	22
4 Návrh zapojení měniče	23
4.1 Požadavky	23
4.2 Střídavý napáječ	23
4.2.1 Usměrňovač s podkritickou kapacitou	23
4.2.2 Vstupní EMI filtr	24
4.2.3 Přepětová EMS ochrana	25
4.3 Stejnoseměrná část	26
4.3.1 Tranzistor	26
4.3.2 Výstupní tlumivka	28

4.4	Chlazení	29
4.4.1	Ztrátové výkony	29
4.4.2	Návrh chladiče	34
4.4.3	Ověření teplot	35
4.5	Řízení	36
4.5.1	Mikrokontroler	37
4.5.2	Budič tranzistoru	37
4.5.3	Nadproudová ochrana	37
4.5.4	Ovládání a proces řízení	38
5	Realizace měniče	41
5.1	Deska plošných spojů	41
5.1.1	Návrh	41
5.1.2	Osazení	41
5.2	Mechanická konstrukce a montáž do boxu	42
6	Ověření funkčnosti a měření	44
6.1	Jednofázový režim	45
6.2	Třífázový režim	49
6.3	SSR	52
	Závěr	55
	Literatura	56
	Seznam symbolů a zkratk	59
A	Schéma a podklady pro výrobu DPS	64

Seznam obrázků

2.1	Struktura tyristoru	14
2.2	Střídavý měnič - schéma	15
2.3	Princip fázové regulace	16
2.4	Řídící charakteristika střídavého měniče napětí	17
2.5	Průběh proudu spínacím prvkem v režimu dvoustavové regulace pro 20%, 50%, 75%, 100%	18
2.6	Průběh proudu spínacím prvkem v režimu <i>MODE 5: Advanced Full Cycle (AFC) switching</i> pro 33% a 66%	18
3.1	Zjednodušené schéma vzniku flikru	20
3.2	Znázornění proudu třetí harmonické nulovým vodičem	22
4.1	Schéma zapojení šetipulzního usměrňovače s podkritickou kapacitou	24
4.2	Schéma zapojení EMC filtru	25
4.3	Schéma zapojení přepětové ochrany	26
4.4	Schéma zapojení pulzního měniče	27
4.5	Výstupní charakteristika spínacího tranzistoru	30
4.6	První kvadrant VA charakteristiky nulové diody	31
4.7	Simulace průběhu napětí na stejnosměrném meziobvodu při napájení z jedné fáze	33
4.8	Tepelné schéma měniče	36
4.9	Schéma zapojení zesilovače	38
4.10	Blokové schéma procesu řízení střídavy	39
5.1	Snímky osazení	42
5.2	Snímek instalace desky do boxu	42
5.3	Detailní snímky konstrukce	43
5.4	Snímek kompletního měniče	43
6.1	Detail připojení měřících přístrojů	44
6.2	Snímek sestavy měření kvality odběru a účinnosti	45
6.3	Průběhy I_c , U_{ge} a U_{ce} při jednofázovém režimu	45
6.4	Průběh odebíraného fázového proudu a reálného síťového fázového napětí	47
6.5	Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při jednofázovém režimu	47
6.6	Náběh výstupního proudu a následná reakce nadproudové ochrany	48
6.7	Detail reakce nadproudové ochrany	48
6.8	Detail spínání a rozpínání tranzistoru	49
6.9	Průběhy I_c , U_{ge} a U_{ce} při třífázovém režimu pro různé spínací frekvence	50

6.10 Průběh odebíraného fázového proudu a reálného síťového sdruženého napětí pro napájení ze tří fází	50
6.11 Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při třífázovém režimu se spínací frekvencí měniče 50 kHz	51
6.12 Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při třífázovém režimu se spínací frekvencí měniče 40 kHz	51
6.13 Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při třífázovém režimu se spínací frekvencí měniče 25 kHz	52
6.14 Průběh odebíraného fázového proudu a reálného síťového fázového napětí pro SSR při 50 % výkonu	52
6.15 Spektrum napětí odebíraného proudu proporcionálním SSR	54

Úvod

V dnešní době se společnost čím dál více snaží využívat energii z obnovitelných zdrojů. Nejrozšířenější forma mezi veřejností je fotovoltaická elektrárna. Její pořizovací náklady se postupně rok od roku snižovaly, a tak se stala zájmovou skupinou nejen malých firem, ale i domácností. Ve světle událostí minulých let, kdy ceny energie v některých případech velmi výrazně překračovaly dlouhodobé průměry, se tato forma zdroje elektrické energie stala velice populární díky zdánlivě výhodné investici.

V dnešní době je však návratnost investice, pro instalace na rodinných domech, nejasná. Podmínky nebyly vždy ideální, a tak se postupem let vyvinuly systémy a zařízení pro zvýšení ziskovosti - WATTROUTERY. Tyto zařízení ale ve větší míře mohou způsobovat spoustu problémů, vlivem charakteru svého odběru ze sítě.

Tato práce bude nejprve věnována determinaci problémů těchto systémů, připojených do distribuční sítě. Na základě nich bude navrhnut, sestaven a finálně odzkoušen **spínaný měnič**, který tyto nedostatky v ideálním případě odstraní.

První dvě teoretické kapitoly uvedou čtenáře do souvislostí, ve smyslu fungování systémů fotovoltaických elektráren. Třetí teoretická kapitola nakonec uvede nedostatky fungování systémů s WATTROUTERY.

Čtvrtá kapitola je věnována návrhu topologie měniče, dimenzování výkonové části a popisu programu řídicího mikrokontroléru.

Čtvrtá kapitola popisuje výrobu desky plošných spojů pro měnič a finální sestavení.

Poslední pátá kapitola ověřuje funkčnost ve všech pracovních režimech a zahrnuje i měření kvality odebírané elektrické energie.

Tato bakalářská práce může sloužit jako podnět pro uvědomění případné problematiky systémů s WATTROUTERY, a také jako podklad na možné řešení těchto jevů.

1 WATTRouter

Wattrouterem jako takovým se rozumí určitý programovatelný automat, který na základě přetoku, většinou z fotovoltaické elektrárny připojené do objektu, řídí příkon určitého tepelného spotřebiče. Lidově se toto zařízení nazývá *vytěžovač*.

1.1 Popis systému

V této podkapitole si objasníme základní pojmy používané v souvislosti s instalací a fungováním wattrouteru a základně si popíšeme složení systému.

1.1.1 Fotovoltaická elektrárna

Fotovoltaická elektrárna se skládá z fotovoltaického panelu – generátoru, síťového střídače a případně akumulátorů. Systém je možno paralelně připojit k distribuční síti – ON-GRID nebo čistě ostrovní řešení – OFF-GRID. ON-GRID systém je přímo připojen do rozvodu elektrické energie v objektu a je schopen i dodávek do distribuční sítě tzv. přetoku. Ostrovní systémy jsou už ze své podstaty galvanicky odděleny od distribuční sítě, a tedy i spotřebiče vyžadují separátní připojení. Na druhou stranu ostrovní systémy nepodléhají regulaci ze strany distributora elektrické sítě.

1.1.2 Přetoky do distribuční sítě

Přetok nastává v moment, kdy výkon elektrárny přesahuje spotřebu objektu a elektrická energie je dodávána do distribuční sítě. Tento přetok musí být nahlášen distributorovi elektrické energie, který na základě smlouvy energii vykupuje. V dnešní době se výkupní cena za kilowatthodinu pohybuje na úrovni nižších jednotek korun dle [1]. Tato skutečnost velmi negativně ovlivňuje návratnost investice a prakticky ji omezuje pouze na ušetřené peníze z nenakoupené energie. Tudíž se nabízí otázka, jak vyrobenou elektřinu nejefektivněji spotřebovat doma.

1.1.3 Systém wattrouteru

Jádrům systému je, jak již bylo řečeno, programovatelný logický automat, zkráceně PLC. Nutnou součástí tohoto řídicího systému je měření elektrické energie na vstupu do objektu pomocí měřících transformátorů proudu a výkonový spínací prvek, které si detailněji probereme v následujících kapitolách.

1.2 Princip fungování wattrouteru

Tato kapitola popisuje princip fungování zařízení WATTROUTER® podle [2].

1.2.1 Zapojení

K wattrouteru jsou na logických výstupech připojena klasická relé, respektive stykače nebo také spínací prvky bez mechanických částí – tzv. *Solid state relay* (SSR). Pomocí analogových výstupů jsou připojeny tyristorové střídavé měniče napětí, někdy také označované jako proporcionální SSR, které pomocí úhlové či dvoustavové regulace řídí výkon odporových zátěží. Zátěží bývá zpravidla bojler nebo například podlahové vytápění či akumulární kamna. Zapojení třífázové zátěže se realizuje zapojením odporových topných spirál do hvězdy, kde dostaneme tři jednotlivé spotřebiče, každý na jednu fázi. Zátěž může být samozřejmě spínána také klasickým relé. V neposlední řadě nesmíme opomenout správně nadimenzované vedení a jištění.

1.2.2 Regulace

Pomocí měřících transformátorů proudu zařízení v reálném čase vyhodnocuje velikost a směr proudu ve všech třech fázích jednotlivě. Na základě těchto naměřených dat regulátor řídí výkon spotřebičů tak, aby přetok byl v ideálním případě nulový. Regulace buďto probíhá spojitě v rozmezí 0-100 %, dvoustavově pomocí relé, či víceuřovňově za pomoci kaskád relé. Řízení výkonu lze realizovat v rámci jedné fáze, nebo symetricky spínat naráz všechny tři. V řídicí jednotce lze libovolně kombinovat logiku řízení na základě priority spotřebiče, reálného času, informace dodané pomocí logických vstupů, ale také pomocí zpětné vazby realizované nejčastěji teplotními snímači.

2 Řízení výkonu pomocí SSR

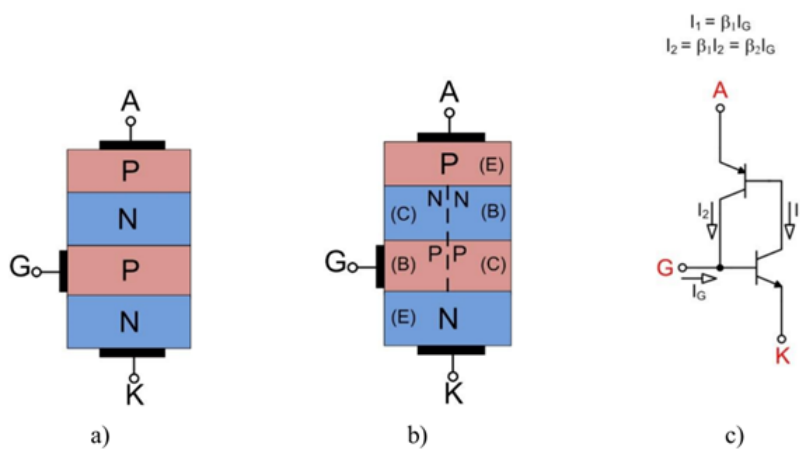
Jak již bylo řečeno, pro řízení spotřeby se využívají klasická dvupolohová relé, či stykače, anebo právě střídavé měniče napětí. V této kapitole si popíšeme princip fungování těchto měničů.

2.1 Tyristor

Jádrem nejen výkonových střídavých měničů, ale i klasických dvoustavových SSR je tyristor. Je tvořen čtyřvrstvou polovodičovou strukturou. Využívá se pro řízení výkonu od jednotek W až po MW. Je schopen pracovat u speciálních typů až do 20 kHz frekvence spínané zátěže. Na základě jeho vnitřní struktury vede proud jen jedním směrem, proto se u střídavých regulátorů používá antiparalelní kombinace.

2.1.1 Konstrukce

Konstrukčně se jedná o součástku se třemi vývody, uvnitř se nachází již zmíněná čtyřvrstvá struktura, viz Obr. 2.1a. Názvy jednotlivých vývodů jsou: anoda (A), katoda (K) a hradlo (G).



Obr. 2.1: Struktura tyristoru (a) a (b); náhradní schéma tyristoru (c) [3]

2.1.2 Podstata fungování

Při rozdělení vnitřního N-P přechodu, viz Obr. 2.1b, získáme náhradní schéma struktury skládající se ze dvou bipolárních tranzistorů PNP a NPN (Obr. 2.1c). Proud protékající bázi každého z tranzistorů je zároveň proudem kolektoru druhého tranzistoru.

2.1.3 Pracovní režimy

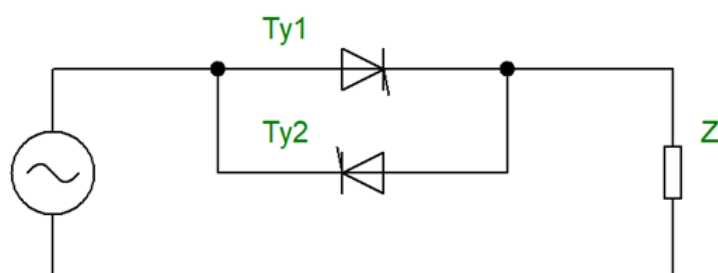
Na základě orientace přiloženého napětí mezi anodou a katodou máme dva pracovní režimy:

Závěrný režim nastává, pokud je napětí mezi anodou a katodou záporné. Přechody B-E u tranzistorů jsou v závěrném směru a celá struktura se nyní chová jako dvě sériově zapojené diody taktéž v závěrném směru, tudíž tyristorem neteče žádný pracovní proud. [3]

Blokující režim získáme při kladném napětí mezi anodou a katodou. V tomto stavu jsou přechody B-E v propustném směru a tyristor je schopen sepnout. Při průchodu proudu hradlem vznikne mezi tranzistory velmi silná kladná zpětná vazba, která vede k sepnutí struktury, a tedy celé součástky. Pokud však zvýšíme napětí mezi anodou a katodou nad určitou mez, nebo dojde k nárůstu tohoto napětí moc rychle, tyristor se také sepne. Zvýšení teploty vede též k nechtěnému sepnutí. Tyristor setrvává v sepnutém stavu až do doby, kdy poklesne proud polovodiči pod určitou úroveň, kdy je u obou tranzistorů velmi malé zesílení. [3]

2.2 Střídavý měnič napětí

Střídavý měnič napětí mění efektivní hodnotu střídavého napětí, nikoliv jeho frekvenci. Průběh výstupního napětí je neharmonický, nicméně jeho 1. harmonická frekvence je shodná s frekvencí vstupní. Ohledně kvality odebíraného proudu ze sítě a EMC celkově mají tyto měniče negativní vlastnosti. Odebíraný proud není sinusový a u fázové regulace zdeformovaný, ale tomuto se budeme věnovat v pozdější kapitole.

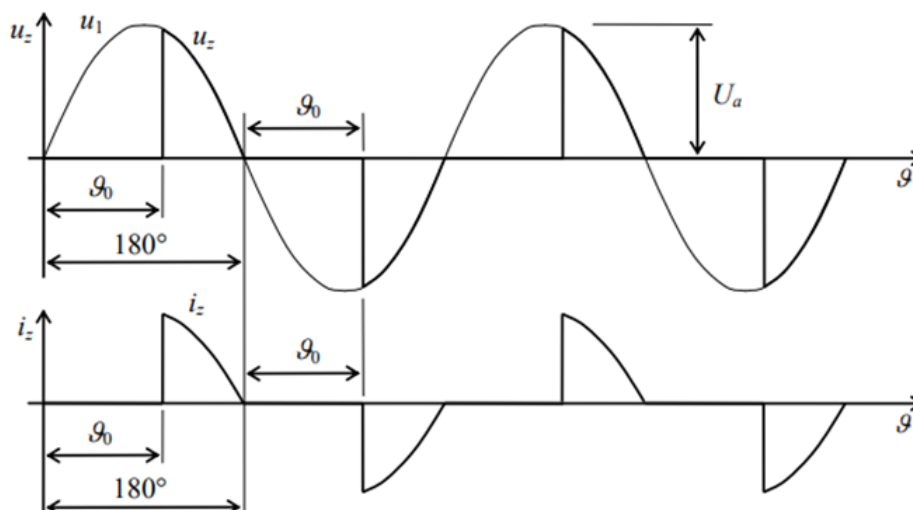


Obr. 2.2: Schéma zapojení střídavého měniče

Měnič tvoří buďto triak, nebo jako v našem případě, na Obr. 2.2, dva antiparalelně zapojené tyristory.

2.2.1 Fázová regulace

Řízení probíhá za pomoci tzv. úhlu otevření ϑ_0 s rozsahem $0-180^\circ$. Úhel otevření se měří od průchodu blokovacího napětí nulou do okamžiku sepnutí tyristoru, viz Obr. 2.3. Fázový posuv řídicích signálů mezi jednotlivými tyristory je 180° , jelikož každý vede jednu půlperiodu střídavého proudu. [4] [5]



Obr. 2.3: Princip fázové regulace [4]

V případě topné spirály v bojleru se jedná o charakter zátěže čistě odporové. Činný výkon na odporové zátěži vychází z tohoto vzorce:

$$P_c = \frac{U_{ef}^2}{R}. \quad (2.1)$$

Pokud tedy chceme měnit výkon na odporové zátěži, budeme měnit efektivní hodnotu přiloženého napětí. Z obrázku jsme schopni spočítat jeho hodnotu v závislosti na řídicím úhlu. Jelikož v rovnici máme u napětí druhou mocninu, stačí určit jen půlperiodu a vynásobit dvěma:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\vartheta_0}^{\pi} U_a^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta}, \quad \text{pro } \vartheta_0 \in \langle 0^\circ; 180^\circ \rangle. \quad (2.2)$$

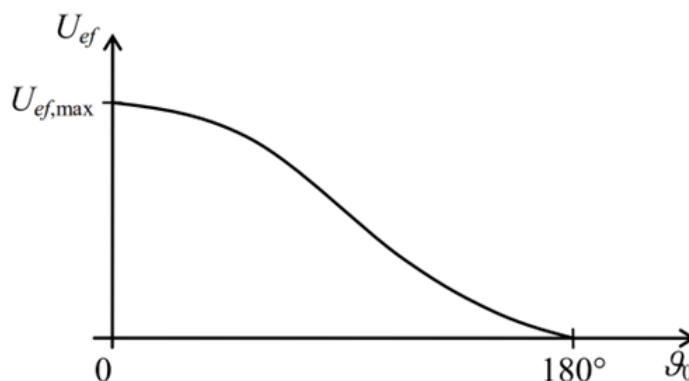
Při využití známé identity

$$\sin^2 \vartheta = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\vartheta) \quad (2.3)$$

jsme schopni jednoduše dále integrovat až do tvaru řídicí charakteristiky neboli závislosti výstupní efektivní hodnoty napětí na řídicím úhlu:

$$U_{ef} = \frac{U_a}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\vartheta_0}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\vartheta_0} = U_{ef} \sqrt{1 - \frac{\vartheta_0}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\vartheta_0}, \quad \text{pro } \vartheta_0 \in \langle 0^\circ; 180^\circ \rangle. \quad (2.4)$$

Její průběh je znázorněn na Obr. 2.4



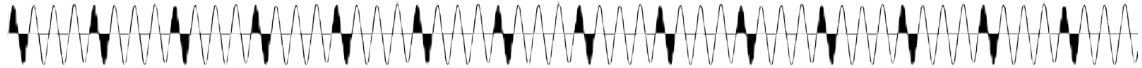
Obr. 2.4: Řídící charakteristika střídavého měniče napětí [4]

2.2.2 Dvoustavová regulace

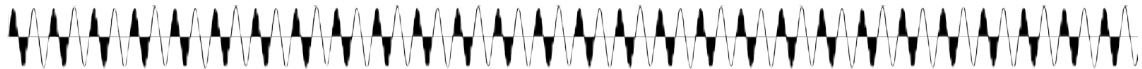
Výše popisovaný střídavý měnič napětí může také fungovat v režimu dlouhodobě zapnuto – dlouhodobě vypnuto, neboli ve dvou stavech. Princip spočívá ve změně efektivní hodnoty napětí, ne však v rámci jedné periody, ale v rámci dvou či více, nebo také v rámci půlperiody. Měnič pracuje v režimu spínání celých period a dle požadavku některé vynechá. Například pro nastavení 50 % výkonu se jedna perioda sepne, druhá vynechá a celý proces se opakuje, jak je vidno na Obr. 2.5.

Spínací kontroléry od firmy Carlo Gavazzi dle datasheetu [6] z modelové řady RGC1P..AA., RGC1P..VV.. (a obdobné varianty ve třífázovém provedení) nabízejí navíc možnost sepnutí skupiny několika period definovatelných uživatelem. Další speciálností je takzvaný *MODE 5: Advanced Full Cycle (AFC) switching* [6]. Tento režim je speciální tím, že upravuje rozlišení regulace na půlperiody napájecího napětí, viz Obr. 2.6. Výhodou je zlepšení plynulosti nastavování napětí. Tento režim se využívá při řízení výkonu infračervených lamp, kde snižuje vizuální problikávání. Při tomto nastavení však nastává naprostá nevyváženost odebíraného proudu a zařízení se stává velkým zdrojem rušení v síti.

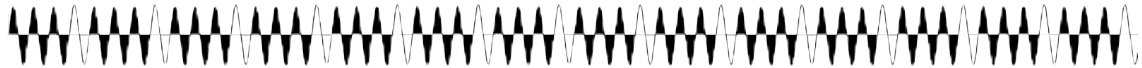
Output with 1 FC switching mode @ 25% input level:



Output with 1 FC switching mode @ 50% input level:



Output with 1 FC switching mode @ 75% input level:



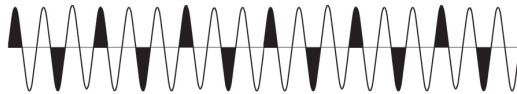
Output with 1 FC switching mode @ 100% input level:



Obr. 2.5: Průběh proudu spínacím prvkem v režimu dvoustavové regulace pro 20%, 50%, 75%, 100% [6]

Output @ 33% input level:

Firing in half cycles, Non-firing in full cycles



Output @ 66% input level:

Firing in full cycles, Non-firing in half cycles



Obr. 2.6: Průběh proudu spínacím prvkem v režimu *MODE 5: Advanced Full Cycle (AFC) switching* pro 33% a 66% [6]

3 Problematika wattrouterů

Metoda řízení wattrouteru jako takového problematická není. Cílené řízení síťové zátěže na základě výkonu elektrárny je rozhodně výhodná funkce z mnoha hledisek. Problém však nastává v onom střídavém měniči napětí, a v kvalitě odebíraného proudu měničem ze sítě, samotným principem regulace, popřípadě elektromagnetickým rušením vyzářeným do okolí. Tuto kvalitu lze posuzovat určitými parametry, které se více či méně mohou odchylovat od ideálu. Dovolenu mez těchto odchylek nám stanovuje například norma ČSN EN 50160 ed.3 – Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných distribučních sítí a ČSN EN 61000-4-30 ED.3 – Elektromagnetická kompatibilita (EMC). V této kapitole si popíšeme nejvýraznější nežádoucí jevy vznikající v důsledku provozování střídavých měničů v elektrické síti. [7] [8]

3.1 Flickr

Tento nežádoucí jev je asi nejvíce znatelný a viditelný i pro laickou veřejnost. Jedná se totiž o krátkodobý pokles intenzity světelného toku ze zdroje světla, neboli blikání, způsobené vlivem nárazového snížení napětí na světelném zdroji. Tento nestabilní světelný tok, případně změna spojitosti vyzářeného spektra, pak negativně působí na kvalitu lidského vnímání okolí, oční pohodu a kvalitu práce. U citlivějších jedinců může docházet i ke zdravotním obtížím, jako je například bolest hlavy, a v extrémních případech může vyvolat epileptický záchvat. [7] [8]

3.1.1 Vznik flickru

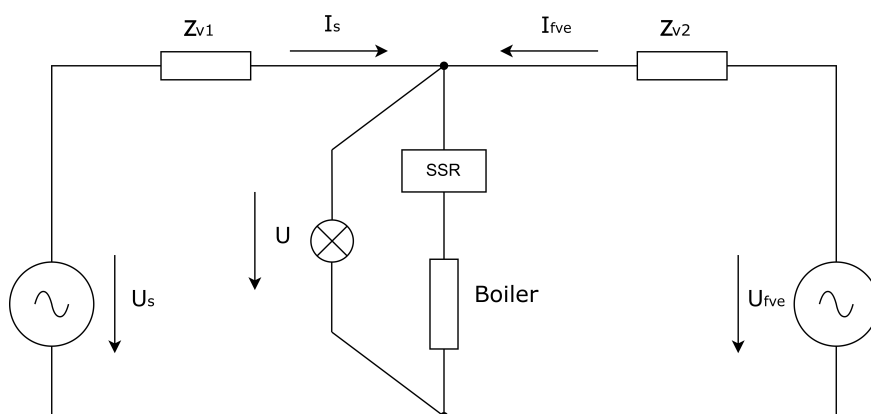
Flickr vzniká, jak již bylo řečeno, krátkodobým poklesem přívodního napětí na světelném zdroji. Tato fluktuace je způsobena změnou úbytku napětí na zkratové impedanci přívodního vedení. Úbytek proudu vzniká vlivem průchodu proudu, tudíž blikání způsobuje častá změna odebíraného proudu.

Vzniku tohoto problému si předvedeme při režimu fázové regulace. Na modelové situaci Obr. 3.1 si určíme impedanci přívodního vedení s odporem $R_{v1} = 500 \text{ m}\Omega$ a indukčností sítě $L_{v1} = 55 \text{ }\mu\text{H}$. Impedanci vedení od fotovoltaické elektrárny v domě bude zhruba desetinová, a to $R_{v2} = 50 \text{ m}\Omega$ a $L_{v1} = 5,5 \text{ }\mu\text{H}$. Jmenovité napětí sítě $U_s = 230 \text{ V}$. Jmenovitý příkon bojleru je 2,2 kW při 230 V.

Fotovoltaická elektrárna má dostatečný výkon, pro zjednodušení přesně 2,2kW. Odebíraný proud bojlerem při požadovaném 100 % výkonu je tedy $I_b = 9,6 \text{ A}$ se sinusovým charakterem, jelikož je SSR plně otevřený. Pokud zanedbáme veškeré ostatní spotřebiče, tak veškerý proud nám dodává elektrárna, takže jediný úbytek

vzniká na přívodním kabelu k elektrárně. Tento úbytek ale zaniká, jelikož algoritmus řízení ON-GRID střídače lehce napětí U_{fve} zvýší, aby byl schopen dodávat výkon do sítě. V tomto stavu je tedy napětí na světelném zdroji přesně 230 V.

Pokud ale výkon elektrárny z nějakého důvodu poklesne na 50 % příkonu bojleru, tak wattrouter sníží topný výkon také na 50%, znovu za předpokladu, že zanedbáme veškerou ostatní spotřebu v domě. V této chvíli nám střídavý měnič spíná vždy na jednu půlperiodu síťového kmitočtu a v druhé je vypnutý. Výsledek je takový, že napětí na žárovce při první půlperiodě je na nominální hodnotě až ke špičce průběhu 325 V a ve druhé skokově klesne (konkrétně na 318 V v našem modelu, kde se úbytek rozloží na impedanci dvou vedení).



Obr. 3.1: Zjednodušené schéma vzniku flickru

Pro dvoustavovou regulaci je efekt podobný, akorát vliv indukčnosti sítě nebude tolik výrazný, jelikož nedochází během půlperiody ke strmému spínání. Při 50 % výkonu se nám na jednu půlperiodu projeví úbytek napětí vlivem zátěže a na druhou zůstává zátěž v podobě bojleru vypnutá. Při dalším snížení výkonu elektrárny se napěťový pokles (i výsledný flickr) zvětšuje až k teoretickému maximu, kde se už takřka veškerý úbytek tvoří pouze na impedanci sítě a elektrárna je už v tuto chvíli minoritní zdroj pro proudové impulzy. Flickr je ještě o to více znatelný, jelikož se zvětšuje doba mezi jednotlivými úseky sepnutí.

3.2 Harmonické složky v síti

Pomocí Fourierovy řady jsme schopni rozložit jakýkoliv průběh na součet funkcí sinus a kosinus s periodami rovnými celočíselným násobkům periody základní harmonické složky. První harmonickou frekvencí v síti je tedy 50 Hz pro ČR. Průběh napětí v síti není ideálně sinusový, ale obsahuje určité zkreslení. To je způsobeno

veškerými zdroji rušení, které jsou do sítě připojeny. Hodnoty jednotlivých harmonických napětí v předávacím místě jsou určeny normou.

3.2.1 THD

Základním měrným ukazatelem přítomnosti vyšších harmonických složek je činitel celkového harmonického zkreslení THD – *Total harmonic distortion*. Jedná se o poměr součtu efektivních hodnot harmonických složek ku první harmonické. Vztah (3.1) popisuje výpočet celkového zkreslení pro proud.

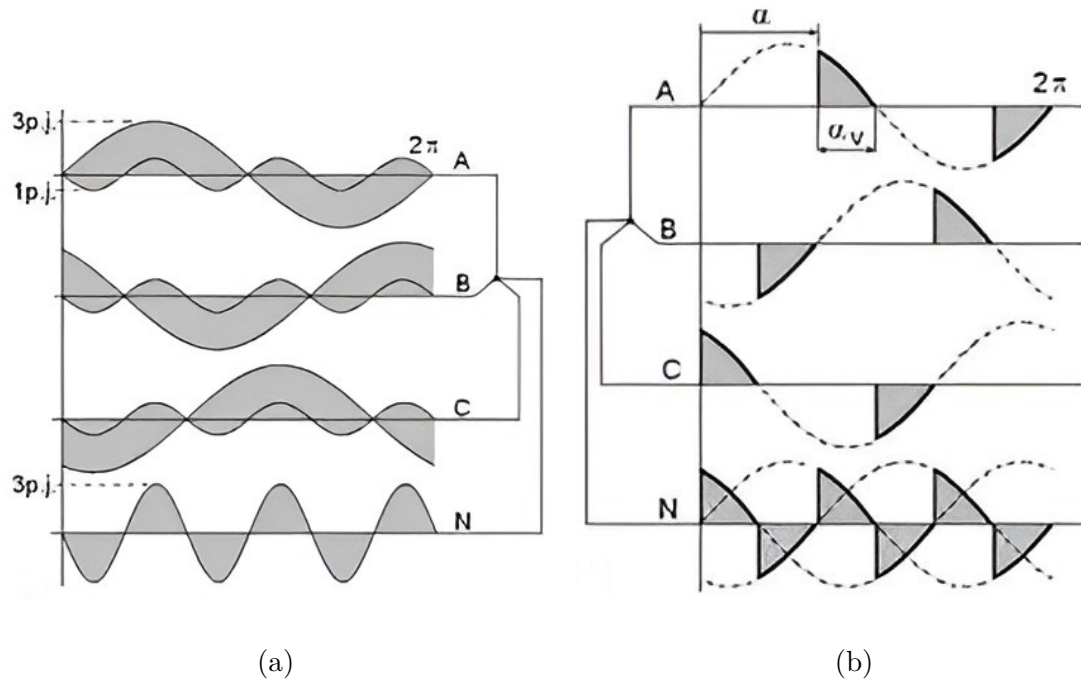
$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 \dots}}{I_1} \quad (3.1)$$

3.2.2 Vznik harmonických složek u SSR

Obecným zdrojem harmonických jsou nelineární zátěže. Proud odebíraný zejména při fázové regulaci, kdy ϑ_0 se nerovná 180° , více či méně není sinusový, a navíc obsahuje strmou náběžnou hranu. Odebíraný proud obsahuje spoustu vyšších harmonických, které negativně působí na síť.

3.2.3 Problémy způsobené harmonickými složkami u SSR

Největším problémem u instalace wattrouterů, způsobených harmonickými složkami, je přetížení středního vodiče u třífázové zátěže. V normálním pracovním režimu, kdy je symetrická odporová zátěž zapojená do hvězdy vytěžována na 100%, nám středním vodičem nic neprotéká. Pokud ale snížíme výkon, začnou se projevovat harmonické složky odebíraného proudu, zejména třetí a násobky tří. Jejich okamžik maxima je na všech fázích stejný. Výsledný součet těchto proudů dále protéká nulovým vodičem s frekvencí 150 Hz, viz Obr. 3.2a. Dále nulovým vodičem protéká proud první harmonické, jelikož při malém zapínacím úhlu $\vartheta_0 \leq 60^\circ$ nemá kudy jinudy téct, protože ostatní fáze jsou v daný moment rozepnuté, jak je vidno na Obr. 3.2b. [10]



Obr. 3.2: Znáznornění proudu třetí harmonické nulovým vodičem [10]

3.3 EMC

V neposlední řadě nesmíme opomenout i elektromagnetickou kompatibilitu – EMC, zejména elektromagnetické rušení, které způsobuje samotné spínání výkonového prvku. Moderní tyristory, s ohledem na snížené spínací ztráty, jsou schopny spínat i v řádu jednotek μs . Při takto rychlém sepnutí relativně velkého proudu se do okolí vyzáří velké množství energie, které může rušit okolní spotřebiče. Sériově vyráběné SSR musí splňovat veškeré normy ohledně vyzářeného rušení.

4 Návrh zapojení měniče

V této kapitole si popíšeme návrh spínaného měniče, který ideálně odstraní nedostatky klasického střídavého měniče napětí. Některé hodnoty, za účelem zjednodušení návrhu, byly nasimulovány v programu EveryCircuit.

4.1 Požadavky

Hlavním požadavkem měniče je univerzálnost ohledně napájení i zátěže.

Z hlediska napájení musí být měnič schopen pracovat při jednofázovém, ale i při třífázovém napájení:

- $U_{\text{in,ef,1f}} = 230 \text{ V}$
- $U_{\text{in,ef,3f}} = 400 \text{ V}$

Možnost napájení ze tří fází dává benefit rozložení příkonu klasického jednofázového bojleru na všechny fáze, a tak nezapříčiní nesymetrické přetížení fotovoltaického střídače.

Zátěží může být klasický jednofázový bojler do 2,2 kW nebo třífázový se zapojenými spirálami paralelně tak, aby odpovídal příkonu jmenovitému výkonu:

- $U_{\text{out,ef}} = 230 \text{ V}, \quad I_{\text{out,ef}} = 10 \text{ A}$
- $U_{\text{out,ef}} = 400 \text{ V}, \quad I_{\text{out,ef}} = 5,75 \text{ A}$

Zadávání požadované hodnoty proudu bude probíhat pomocí proudové smyčky 4 – 20 mA.

4.2 Střídavý napáječ

První částí spínaného zdroje je část střídavého napětí, kde se řeší otázka odolnosti vůči vnějším vlivům přepětí, omezení svorkového rušení a nakonec usměrnění.

4.2.1 Usměrňovač s podkritickou kapacitou

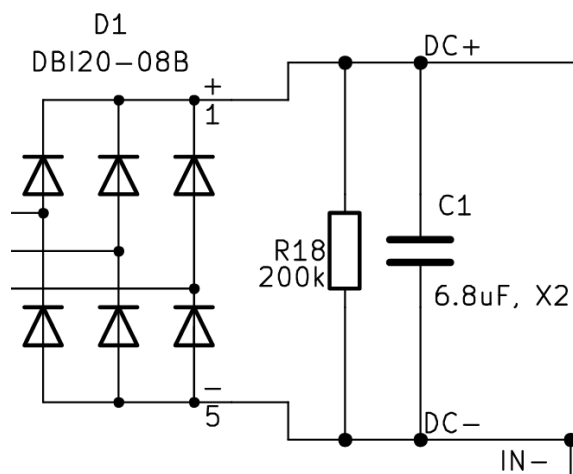
Pro napájení stejnosměrného měniče byl zvolen usměrňovač s podkritickou kapacitou, viz Obr. 4.1. Hlavní výhodou tohoto usměrňovače je tvar odebíraného proudu ze sítě, který je obdélníkový u šestipulzního usměrnění a není pulzního charakteru, jako u klasických špičkových detektorů. Při jednofázovém napájení proud dokonce takřka kopíruje průběh napájecího napětí. Díky tomuto může celkový účinník odběru teoreticky dosáhnout velmi dobrých hodnot $\lambda = 1$ [4].

Výpočet kritické kapacity dle zdroje [4] vede na vzorec:

$$C_{\text{krit}} = \frac{I_d}{\sqrt{2\pi} f U_{s,\text{ef}}} = \frac{10}{\sqrt{2\pi} \cdot 50 \cdot 400} = 12,53 \text{ }\mu\text{F}. \quad (4.1)$$

Kapacita kondenzátoru do meziobvodu musí být menší, než je kapacita kritická.

Na základě simulace, při které byl brán ohled na tvar odebíraného proudu, byla zvolena kapacita $6,8 \mu\text{F}$. Kondenzátor byl zvolen výkonový polypropylenový R463W468000M2K, bezpečnostní třídy X2, se jmenovitým střídavým napětím 310 V [11]. Tento typ byl zvolen z důvodu velkého proudového namáhání z důvodu velkého zvlnění napětí. Nesmí chybět samozřejmě vybíjecí rezistor R 18.



Obr. 4.1: Schéma zapojení šetipulzního usměrňovače s podkritickou kapacitou

Napětové dimenzování hodnoty závěrného napětí usměrňovací diody podle [4], vede na hodnotu 1200 V, jelikož je vždy jedna dioda namáhána amplitudou sdruženého napětí a druhá otevřená. V závěrném režimu jsou dvě diody namáhány zápornou amplitudou sítě a z druhé strany napětím na kondenzátoru, které dosahuje amplitudy sdruženého napětí sítě. Dále musíme vzít v potaz, že se v síti může vyskytovat krátkodobé přepětí. **Maximální proud**, který diodou krátkodobě poteče, je 10 A. Jeho střední hodnota bude ale menší, protože střídá pulzu proudu bude maximálně 0,5 při jednofázovém napájení. Dle datasheetu výrobce [12] diodový můstek DBI20-12B snese v této aplikaci 20 A při provozu na chladiči, což poskytuje dostatečnou rezervu.

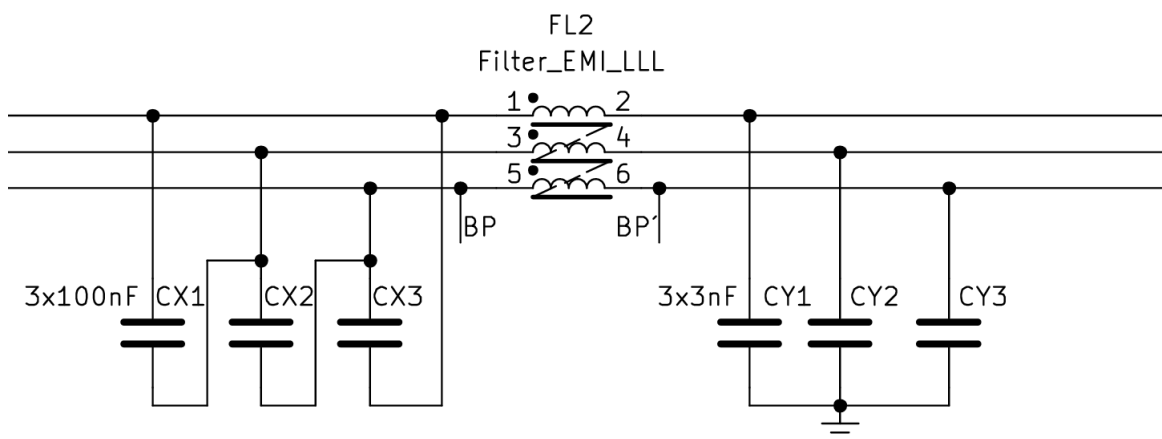
4.2.2 Vstupní EMI filtr

Nevýhodou usměrňovače s podkritickou kapacitou je jeho zvlnění odebíraného proudu, které způsobuje vysokofrekvenční rušení. Abychom zabránili šíření tohoto rušení do sítě, vsadíme před něj filtr rušení, který je zobrazený na Obr. 4.2.

Velikost vlastní indukčnosti musí zůstat malá, zhruba pod 1 mH, jelikož se může

objevovat rezonance s kondenzátorem v meziobvodu, která by zhoršila kvalitu odebíraného proudu.

První odrušovací kondenzátor v řadě je kondenzátor typu X, který omezuje protifázovou složku rušení. Jmenovité napětí tohoto kondenzátoru se volí dle jmenovité hodnoty sdruženého napětí. Zvolena bude kategorie X2, jelikož za normálních podmínek se na svorkách nebudou vyskytovat zákmity vyšší, než je 1,2 kV. Odrušovací kondenzátory typu Y zkratují soufázovou složku rušení proti zemi. Zapojení těchto kondenzátorů se provádí proti zemi, PE, která může být i propojena s krytem zařízení. Dle normy musí zařízení být odolné vůči přepětí 1,5 kV na zazkratovaných napájecích svorkách proti zemi po dobu jedné minuty. Proto i jejich napěťová odolnost odrušovacích kondenzátorů typu Y proti průrazu musí být i 1500 V. Veškeré odrušovací kondenzátory se volí a osazují s ohledem na co nejmenší parazitní a indukčnost přívodů.[13] [14]



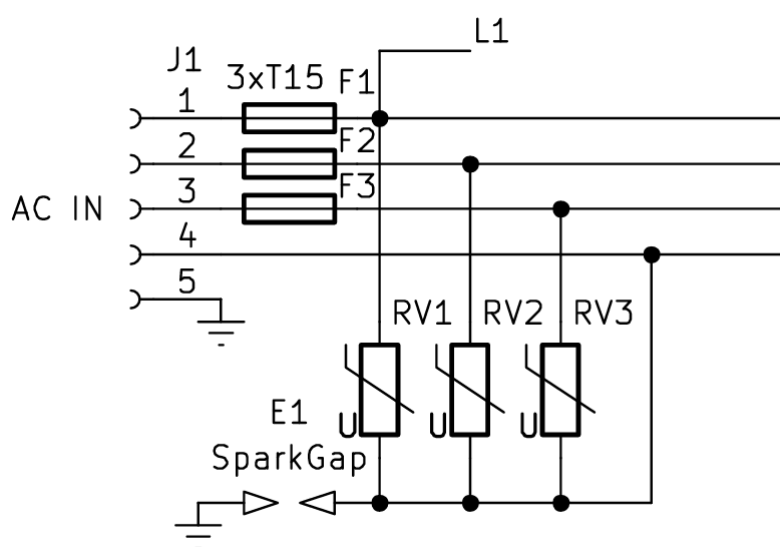
Obr. 4.2: Schéma zapojení EMC filtru

Tlumivka, zapojená v obvodu, se nazývá tlumivka s proudovou kompenzací. Funguje způsobem takovým, že její vinutí je navinuto tak, aby toky, vyvolané pracovními proudy každé fáze, se v jádře vynuřily. Pro tyto proudy je výsledná impedance minimální. Pro soufázové rušivé proudy, protékající vodiči ve stejném směru, má tok v jádře také souhlasný směr, a tak pro ně indukčnost a následný útlum vzroste. [13] [14]

4.2.3 Přepětová EMS ochrana

Pro zvýšení odolnosti proti nežádoucím jevům ze sítě způsobených přepětím byla zvolena kombinace varistorů a plynové výbojky. Varistory RV1-3 jsou z fázových

vodičů zapojeny do hvězdy proti nulovému vodiči, jak je zobrazeno na Obr. 4.3. Jejich jmenovitá hodnota je 230 V, při které vedou velmi malé proudy. Pokud se však napětí bude zvyšovat, jejich odpor začne klesat a proud stoupat, dokud se nepřetaví pojistky na vstupu. Výhodou tohoto zapojení je detekce špatného zapojení napájení, tj. připojení fáze na nulový vodič. Při tomto chybném zapojení se na nich objeví sdružené napětí a pojistka vybaví, nicméně pro napájecí elektroniku ovládacích obvodů tato doba vybavení nebude nejspíš dostatečně rychlá. Ve středu této hvězdy je pak proti zemi zapojena plynová výbojka se jmenovitým napětím 1,5 kV. Ta slouží jako hrubá ochrana před velkým přepětím způsobeným například bleskem.



Obr. 4.3: Schéma zapojení přepětové ochrany

4.3 Stejnoseměrná část

Z hlediska získání co nejvyšší účinnosti byl zvolen jednoduchý pulzní měnič bez transformátoru s filtrační indukčností, zapojený jako dolní spínač. Schéma zapojení lze vidět na Obr. 4.4.

4.3.1 Tranzistor

Jako hlavní spínací prvek byl zvolen tranzistor IGBT. V úvahu přicházeli i tranzistory MOSFET, nicméně jejich velmi rychlé spínání způsobuje velké elektromag-

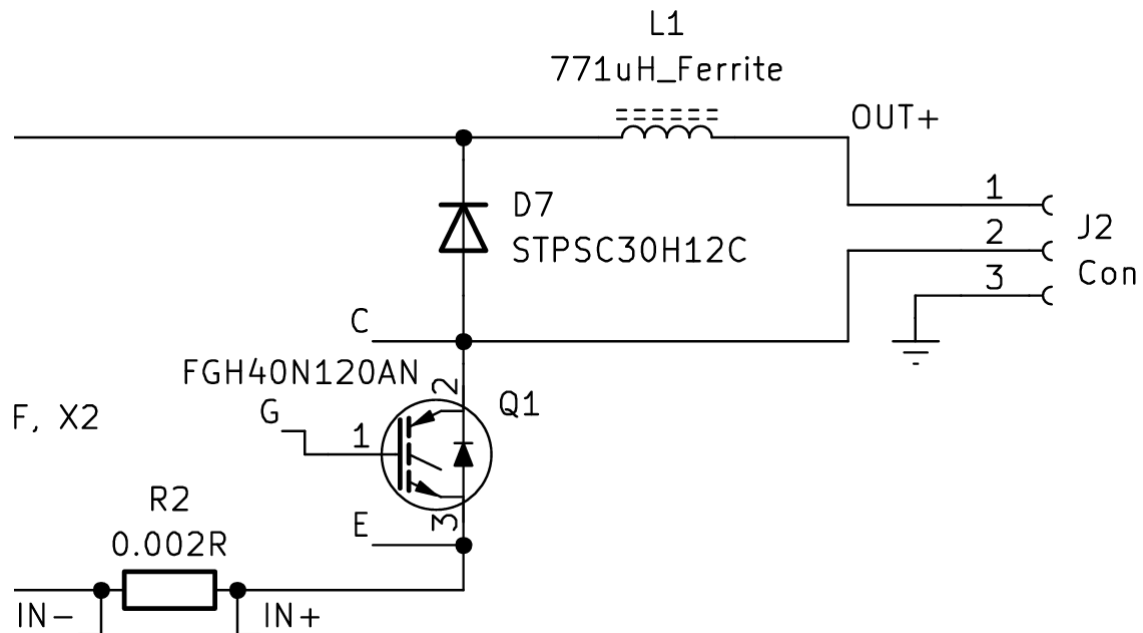
netické rušení. Jak si můžeme povšimnout v tomto dokumentu [15], rušení IGBT tranzistorů při sepnutí je 2x menší.

Závěrné napětí tranzistoru zvolíme zhruba $2U_d$, protože nám tranzistor napěťově namáhá mimo (v zavřeném stavu) stejnosměrný obvod také krátkodobé přepětí vznikající vlivem induktivních úbytků v silovém obvodu při vypínání a spínání polovodičů. Na základě požadavků víme, že efektivní hodnota výstupního proudu má být $I_z = 10$ A. Při zohlednění rezervy zvolíme tranzistor se spínacím proudem minimálně dvojnásobným. Na základě dostupnosti byl zvolen tranzistor FGH40N120AN s těmito parametry [16]:

- Maximální napětí mezi kolektorem a emitorem: $U_{CES} = 1200$ V
- Maximální trvalý proud kolektorem: $I_{C,max} = 40$ A (při $\vartheta_C = 100^\circ\text{C}$)
- Maximální výkonová ztráta: $\Delta P_{max} = 167$ W
- Doba sepnutí ($t_{d(on)} + t_r$): $t_{ON} = 45$ ns
- Doba rozepnutí ($t_{d(off)} + t_f$): $t_{OFF} = 165$ ns

Pro **nulovou diodu** platí stejná pravidla dimenzování. S ohledem na minimální rychlosti zotavení, vodivostní ztráty byla zvolena Schottky dioda STPSC30H12C [17]:

- Maximální opakované závěrné napětí: $U_{RRM} = 1200$ V
- Střední proud: $I_{F(AV)} = 21$ A (při $\vartheta_C = 135^\circ\text{C}$)
- Zpětný svodový proud: $I_R = 45$ μA (při $\vartheta_C = 135^\circ\text{C}$)



Obr. 4.4: Schéma zapojení pulzního měniče

4.3.2 Výstupní tlumivka

Při nahrazení celého snižujícího měniče odporem, reprezentujícím maximální odběr 10 A ze stejnosměrného obvodu, vidíme na simulaci efektivní hodnotu napětí na meziobvodu 540 V. Za předpokladu maximálního přípustného vysokofrekvenčního zvlnění, o frekvenci 50 kHz, proudu 17,5 % z I_z , tj. 1,75 A, určíme pomocí upravené rovnice (5.15) z dokumentu [13] potřebnou indukčnost:

$$L = \frac{U_d}{8f\Delta I} = \frac{540}{8 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 1,75} = 771 \mu\text{H}. \quad (4.2)$$

Pro konstrukci výstupní tlumivky bude zvoleno jádro ETD5922 s feritovým materiálem GP4B. Jeho parametry jsou [22]:

- hodnota maximální indukce v saturaci: $B_s = 410 \text{ mT}$, při 100°C
- relativní permeabilita setu: $\mu_r = 1800$
- efektivní plocha jádra: $S_e = 368 \text{ mm}^2$
- efektivní délka magnetického obvodu: $l_e = 139 \text{ mm}$

Výpočet vinutí

Základní chování indukčnosti popisuje tato rovnice:

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N \cdot \Phi}{i} = \frac{N \cdot B \cdot S}{i}. \quad (4.3)$$

Její úpravou získáme vztah pro výpočet potřebného počtu závitů. Do vzorce určíme maximální hodnotu indukce, pro kterou má jádro ještě s rezervou stále lineární charakter, $B_{\max} = 0,38 \text{ T}$. Plochou bude efektivní plocha jádra, udávaná v data-sheetu. Pro proud dosadíme maximální výstupní proud měniče se součtem zvlnění $I_{\max} = 11,75 \text{ A}$. Počet závitů pro získání potřebné indukčnosti je:

$$N = \frac{L \cdot I_{\max}}{B_{\max} \cdot S_e} = \frac{771 \cdot 10^{-6} \cdot 11,75}{0,38 \cdot 368 \cdot 10^{-6}} \approx 65 \text{ z}. \quad (4.4)$$

Dále je nutné **ověřit**, zda-li bude možné vinutí fyzicky navinout na kotvu. Za předpokladu mezní proudové hustoty 4 A/mm^2 bude vinutí tvořit čtyři paralelně tažené vodiče o průměru 1 mm a průřezem $S_{1z} = 0,79 \text{ mm}^2$. Díky čtyřvodičovému vinutí lze dosáhnout plnicího faktoru vinutí až 0,6. Z rozměrů termosetové horizontální kostry pro jádro ETD59 získáme maximální plochu průřezů vinutí $S_0 = 376,7 \text{ mm}^2$ [23]. Musí platit tato nerovnice:

$$\begin{aligned} N \cdot S_{1z} &\leq S_0 \cdot k_p \\ 4 \cdot 65 \cdot 0,79 \cdot 10^{-6} &\leq 376,7 \cdot 10^{-6} \cdot 0,6 \\ 205,4 &\leq 226,02 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Nerovnost platí, tudíž vinutí je možné navinout.

Výpočet vzduchové mezery

Pro získání potřebné indukčnosti je třeba snížit efektivní permeabilitu jádra. Toho docílíme zvýšením magnetického odporu, neboli reluktance jádra, za pomoci vzduchové mezery σ . Celkový magnetický odpor popisuje tato rovnice:

$$R_m = R_f + R_\sigma = \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e} + \frac{2\sigma}{\mu_0 \cdot S_e}. \quad (4.6)$$

Potřebný magnetický odpor získáme z:

$$R_m = \frac{N^2}{L} = \frac{65^2}{770 \cdot 10^{-6}} = 5,487 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}. \quad (4.7)$$

Nyní dosazením výsledku ze vztahu (4.7) do vztahu (4.6) a následnou úpravou získáme potřebnou velikost vzduchové mezery:

$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{(R_m - \frac{l_e}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_e}) \cdot \mu_0 \cdot S_e}{2} = \\ &= \frac{(5,487 \cdot 10^6 - \frac{139 \cdot 10^{-3}}{4\pi 10^{-7} \cdot 1800 \cdot 368 \cdot 10^{-6}}) \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 368 \cdot 10^{-6}}{2} = 1,269 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.4 Chlazení

Veškeré elektronické součástky pracují s účinností menší než 1. Vzhledem k jejich konstrukci na nich vznikají výkonové ztráty, které snižují výslednou účinnost měniče. V některých případech ztrátový výkon převyšuje schopnost uchlazení součásti svým vlastním povrchem, a proto musíme navrhnout adekvátní odvod tepla aditivním chlazením ve formě hliníkového chladiče.

4.4.1 Ztrátové výkony

Prvním krokem návrhu chlazení je určení původu ztrát a jejich samotné velikosti.

Začněme s pracovním režimem s napájením **ze tří fází a výstupním napětím 400 V a proudem 5,75 A**. Nejdominantnější ztrátový výkon bude vznikat na spínacím **tranzistoru**. Jeho ztráty se skládají ze spínacích a vodivostních. **Spínací ztráty** IGBT tranzistoru vypočítáme dle [21], a to za pomoci aproximace přechodových dějů. Z dokumentu [4] víme, že na meziobvodu s podkritickou kapacitou bude při zátěži zhruba $U_d = 540 \text{ V}$. Ze známých časů spínání a vypínání tranzistoru, výstupního proudu a spínací frekvence jsme schopni určit ztrátu:

$$\Delta P_{\text{přep}} = f \cdot \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_z \cdot (t_{\text{off}} + t_{\text{on}}) = 50 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 540 \cdot 5,75 \cdot 185 \cdot 10^{-9} = 7,18 \text{ W}. \quad (4.9)$$

Vodivostní ztráty na tranzistoru, vznikající průchodem proudu polovodičovou strukturou. Při zvyšující se pracovní střídě bude vzrůstat jak efektivní, tak i střední proud tranzistorem. Střídu měniče získáme následujícím vztahem:

$$s = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{d}}} = \frac{400}{540} = 0,7407 \quad (4.10)$$

Maximální střední proud zátěži je tedy $I_z = 10$ A. Střední hodnota proudu tranzistorem bude

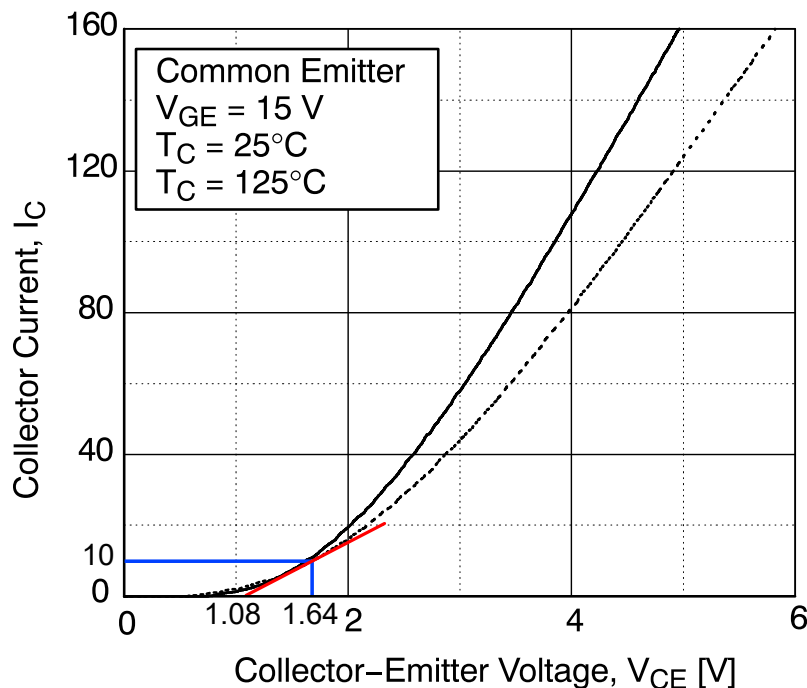
$$I_{\text{stř},T} = I_z \cdot s = 5,75 \cdot 0,7407 = 4,259 \text{ A} \quad (4.11)$$

a efektivní hodnota

$$I_{\text{ef},T} = I_z \cdot \sqrt{s} = 5,75 \cdot \sqrt{0,7407} = 4,949 \text{ A}. \quad (4.12)$$

Pro výpočet těchto ztrát zvolíme aproximaci VA charakteristiky tranzistoru (Obr. 4.5) lomenou přímkou. Pro jednoduchost určíme parametry pouze pro nejhorší případ. Prahové napětí $U_{p,T} = 1,08$ V a úbytek napětí při průchodu proudu 10 A odpovídá $U_{CE,T} = 1,64$ V (reálné úbytky budou menší). Z toho určíme dynamický odpor polovodiče, reprezentující červenou čáru:

$$R_{d,T} = \frac{U_{CE,T} - U_{p,T}}{I_C} = \frac{1,64 - 1,08}{10} = 56 \text{ m}\Omega. \quad (4.13)$$



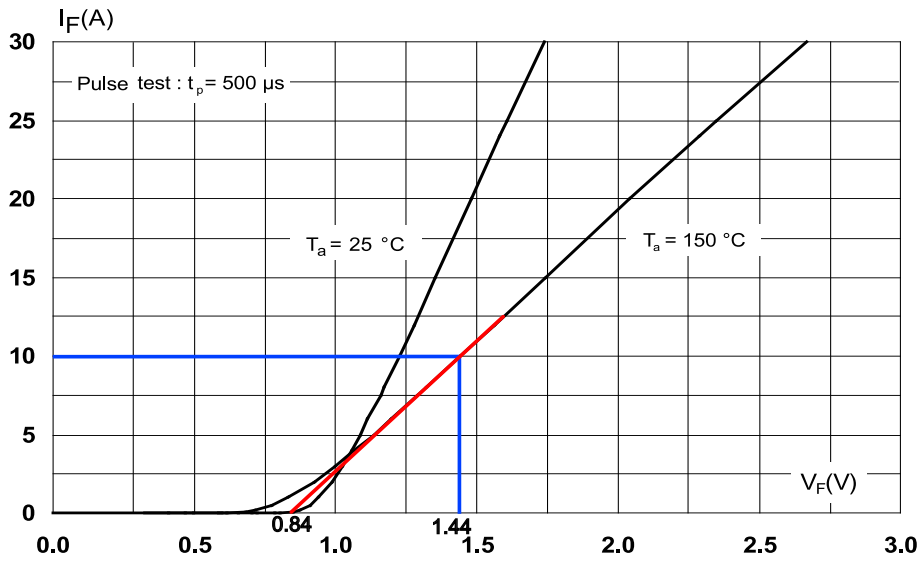
Obr. 4.5: Výstupní charakteristika spínacího tranzistoru [16]

Samotné ztráty získáme pomocí vztahu:

$$\Delta P_{\text{vod},T} = U_{p,T} \cdot I_{\text{stř},T} + R_{d,T} \cdot I_{\text{ef},T}^2 = 1,08 \cdot 4,259 + 0,056 \cdot 4,949^2 = 5,971 \text{ W.} \quad (4.14)$$

Za předpokladu absence rekombinace nosičů v polovodičové struktuře nulové diody nevznikají žádné ztráty spínací a tak počítáme pouze ty vodivostní. Pro jejich určení zvolíme stejný postup aproximace, jako tomu bylo u tranzistoru. Z grafu na Obr. 4.6 odečteme prahové napětí $U_{p,D} = 0,84 \text{ V}$ a úbytek napětí $U_{AK,D} = 1,44 \text{ V}$ v oblasti, kde se bude pohybovat proud diodou. Dynamický odpor odpovídá

$$R_{d,D} = \frac{U_{AK,D} - U_{p,D}}{I_K} = \frac{1,44 - 0,84}{10} = 6 \text{ m}\Omega. \quad (4.15)$$



Obr. 4.6: První kvadrant VA charakteristiky nulové diody [17]

Proud protékající diodou se bude řídit s opačnou střídou než která spíná tranzistor. Střední proud diodou při plné zátěži je

$$I_{\text{stř},D} = I_z \cdot (1 - s) = 5,75 \cdot (1 - 0,7407) = 1,49 \text{ A} \quad (4.16)$$

a efektivní proud

$$I_{\text{ef},D} = I_z \cdot \sqrt{1 - s} = 5,75 \cdot \sqrt{1 - 0,7407} = 2,928 \text{ A.} \quad (4.17)$$

Výsledná ztráta na diodě je tedy

$$\Delta P_{\text{vod},D} = U_{p,D} \cdot I_{\text{stř},D} + R_{d,D} \cdot I_{\text{ef},D}^2 = 0,84 \cdot 1,49 + 0,06 \cdot 2,928^2 = 1,766 \text{ W.} \quad (4.18)$$

Poslední výkonový prvek, který bude generovat teplo a bude ho nutné chladit, je **usměrňovací můstek**. Jeho topný výkon tvoří opět ve většině vodivostní ztráta.

V pracovní oblasti je prahové napětí $U_{p,U} = 0,7$ V a úbytek napětí $U_{AK,U} = 1$ V [12]. Dynamický odpor jedné diody v můstku určíme stejnou metodou

$$R_{d,u} = \frac{U_{AK,u} - U_{p,U}}{I_K} = \frac{1 - 0,7}{10} = 30 \text{ m}\Omega. \quad (4.19)$$

Proud odebíraný ze třífázové sítě usměřňovačem s podkritickou kapacitou se podobá pravoúhlému průběhu. Tohoto můžeme využít pro determinaci proudů tekoucími diodami. Střední hodnota pravoúhlého pulzu proudu diodou odpovídá proudu zátěže, protože síť vždy přebírá plný proud zátěže, tedy $I_z = 5,75$ A. Jedna dioda větve je vždy otevřena na $1/3$ periody, $s_U = 0,333$. Střední hodnota proudu jednou diodou usměřňovače je

$$I_{stř,U} = I_z \cdot s_U = 5,75 \cdot 0,333 = 1,915 \text{ A} \quad (4.20)$$

a jeho efektivní hodnota

$$I_{ef,U} = I_z \cdot \sqrt{s_U} = 5,75 \cdot \sqrt{0,333} = 3,318 \text{ A}. \quad (4.21)$$

V můstku se nachází vždy dvě diody, kterými protéká proud. Výkonová ztráta je dána součtem ztrát na dvou diodách:

$$\Delta P_{vod,U} = 2 \cdot (U_{p,U} \cdot I_{stř,D} + R_{d,D} \cdot I_{ef,D}^2) = 2 \cdot (0,7 \cdot 1,915 + 0,03 \cdot 3,318^2) = 3,342 \text{ W}. \quad (4.22)$$

Pro práci měniče **ze tří fází do zátěže se jmenovitým napětím 230 V a proudem 10 A** se změní střední a efektivní proud tranzistorem a diodou. Pracovní střída v tomto stavu bude:

$$s = \frac{U_{out}}{U_d} = \frac{230}{540} = 0,4259 \quad (4.23)$$

Střední proud tranzistorem bude tedy:

$$I_{stř,T} = I_z \cdot s = 10 \cdot 0,4259 = 4,259 \text{ A} \quad (4.24)$$

a efektivní hodnota

$$I_{ef,T} = I_z \cdot \sqrt{s} = 10 \cdot \sqrt{0,4259} = 6,526 \text{ A}. \quad (4.25)$$

Přepínací ztráty vzrůstají, jelikož nyní máme plný jmenovitý proud.

Pro proud diodu platí stejné podmínky:

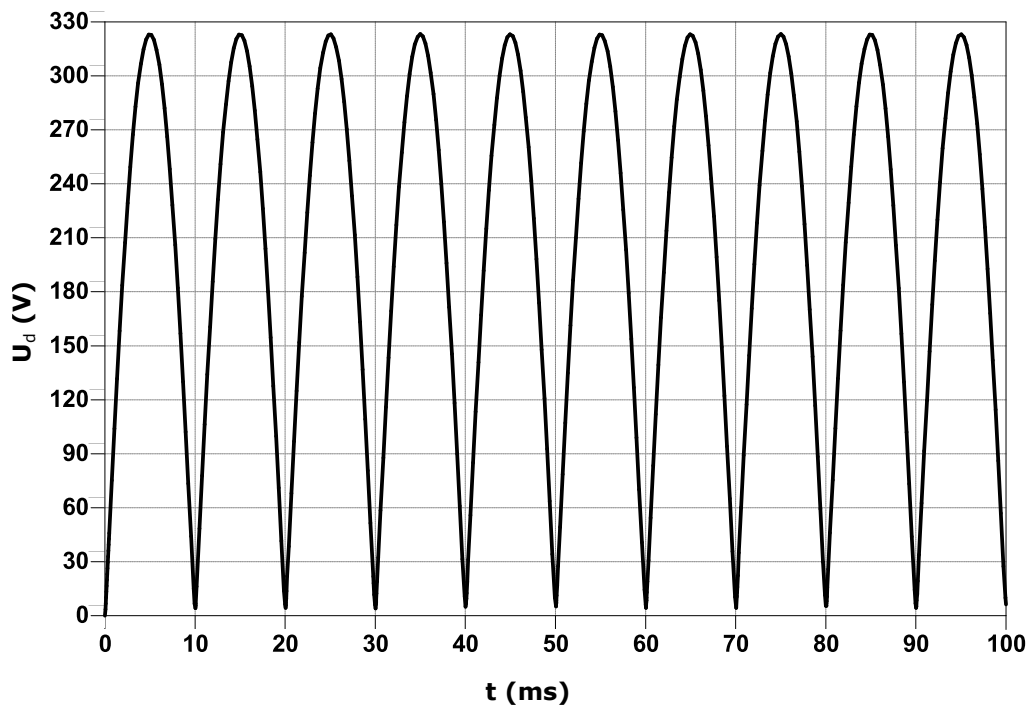
$$I_{stř,D} = I_z \cdot (1 - s) = 10 \cdot (1 - 0,4259) = 5,741 \text{ A} \quad (4.26)$$

a efektivní proud

$$I_{ef,D} = I_z \cdot \sqrt{1 - s} = 10 \cdot \sqrt{1 - 0,4259} = 7,577 \text{ A}. \quad (4.27)$$

Konečné ztráty pro tento stav budou vypočteny stejným způsobem jako předešlé a výsledky budou uvedeny v přehledové Tab. 4.1. Dále na základě zachování stejného výstupního výkonu odvodíme, že topný výkon na usměrňovacím můstku bude stejný jako v předchozím případě za předpokladu stejného výstupního výkonu.

Třetí možnost provozu měniče s **napájením z jedné fáze** se odlišuje od ostatních tím, že usměrňené napětí na meziobvodu kopíruje průběh napětí sítě, jak znázorňuje snímek ze simulace na Obr. 4.7. Dále pracovní střída měniče bude při plném výkonu rovna 1, neboť efektivní hodnota napájecího napětí je rovna efektivní hodnotě jmenovitého napětí zátěže. Proud nulovou diodou bude tedy nulový.



Obr. 4.7: Simulace průběhu napětí na stejnosměrném meziobvodu při napájení z jedné fáze

Nízkofrekvenční zvlnění proudu do zátěže kopíruje právě tento průběh na Obr. 4.7. Efektivní hodnota proudu tranzistorem je rovna efektivní hodnotě proudu zátěží $I_{\text{out,ef}} = 10$ A. Jelikož se jedná tedy o sinusové průběhy, lze jednoduše určit střední hodnotu proudu tranzistorem:

$$I_{\text{stř,T}} = \frac{2 \cdot I_{\text{max,T}}}{\pi} = \frac{2 \cdot I_{\text{ef,T}} \cdot \sqrt{2}}{\pi} = \frac{2 \cdot 10 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 9 \text{ A.} \quad (4.28)$$

Vyzářený výkon zapříčiněný průchodem proudu tranzistorem a diodou bude vypočten opět podle předchozích rovnic. Také pro tento případ se nám změní i ztráta

zapřičiněná přepínáním tranzistoru a to tak, že střední hodnota napětí na meziobvodu bude

$$U_d = \frac{2 \cdot U_{\max}}{\pi} = \frac{2 \cdot I_{\text{ef}} \cdot \sqrt{2}}{\pi} = \frac{2 \cdot 230 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 207 \text{ V}. \quad (4.29)$$

Ztrátový výkon vychází:

$$\Delta P_{\text{přep}} = f \cdot \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_z \cdot (t_{\text{off}} + t_{\text{on}}) = 50 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 207 \cdot 10 \cdot 185 \cdot 10^{-9} = 4,787 \text{ W}. \quad (4.30)$$

Pro usměrňovací můstek se změní pracovní střída na 0,5. Pro tento případ se budou střídat právě dvě dvojice diod. Výpočet opět dle vztahu (4.22):

Tabulka pro porovnání:

Prac. rež. [V]	$\Delta P_{\text{přep,T}}$ [W]	$\Delta P_{\text{vod,T}}$ [W]	$\Delta P_{\text{celk,T}}$ [W]	$\Delta P_{\text{vod,D}}$ [W]	ΔP_{Usm} [W]	ΔP_{celk} [W]
400→400	7,18	5,971	13,151	1,766	3,342	18,26
400→230	12,49	6,985	19,47	8,267	6,66	34,40
230→230	4,787	15,32	20,107	0	10	30,107

Tab. 4.1: Přehled ztrátových výkonů

4.4.2 Návrh chladiče

Celkový výkon potřebný k uchlazení je součet všech dílčích ztrát zařízení umístěných na společném chladiči. Z Tab. 4.1 vidíme, že největší ztrátový výkon nastává pro případ napájení ze všech fází a napětí 230 V efektivních na výstupu.

Vzhledem k použitým pouzdrům výkonových prvků musíme mezi ně a chladič umístit *keramické izolační podložky* pro jejich galvanické oddělení. Rozměry podložky jsou 21×25 mm, tloušťka 3 mm a tepelná vodivost $\lambda_{\theta_{\text{ip}}} = 24 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$. Tepelný odpor této podložky mezi chladičem a plochou pouzdra $S_{\text{TO}} = 336 \text{ mm}^2$ určíme jako:

$$R_{\theta_{\text{ip}}} = \frac{1}{\lambda_{\theta_{\text{ip}}}} \cdot \frac{t_{\text{ip}}}{S_{\text{TO}}} = \frac{1}{24} \cdot \frac{3 \cdot 10^{-3}}{336 \cdot 10^{-6}} = 0,372 \text{ KW}^{-1}. \quad (4.31)$$

Vzhledem k mírným nerovnostem povrchů bude z obou stran na podložku nanesena *tepl vodivá pasta* o cca tloušťce 100 μm s tepelnou vodivostí $\lambda_{\theta_{\text{tp}}} = 3 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$. Její tepelný odpor je

$$R_{\theta_{\text{tp}}} = \frac{1}{\lambda_{\theta_{\text{tp}}}} \cdot \frac{t_{\text{tp}}}{S_{\text{TO}}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{336 \cdot 10^{-6}} = 0,198 \text{ KW}^{-1}. \quad (4.32)$$

Tepelný odpor mezi pouzdrém a chladičem bude dán součtem:

$$R_{\vartheta_{CH}} = R_{\vartheta_{ip}} + R_{\vartheta_{tp}} = 0,372 + 0,198 = 0,57 \text{ KW}^{-1}. \quad (4.33)$$

Mezi pouzdro usměrňovače a chladič není třeba izolace, jelikož samotné pouzdro je izolované. Nanesena bude pouze jedna vrstva pasty se stejnými parametry na celou plochu pouzdra $S_{USM} = 710 \text{ mm}^2$. Její tepelný odpor bude dle vztahu (4.32) $R_{\vartheta_{CH,U}} = 0,0469 \text{ KW}^{-1}$.

Do vztahu pro určení maximálního tepelného odporu chladiče dosadíme vždy nejhorší případ tepelného odporu a zvolenou maximální provozní teplotu čipu součástky. Díky tomu bychom měly být schopni určit zhruba horní mez optimální pro všechna zařízení umístěná na chladiči. Teplotu okolí budeme uvažovat 40°C . Tepelný odpor chladiče nesmí přesáhnout hodnotu

$$\begin{aligned} R_{\vartheta_{H,max}} &\leq \frac{\vartheta_{j,max} - \vartheta_0}{\Delta P_{\text{celk}}} - \frac{\max(R_{\vartheta_{CH}})}{N_s} - \frac{\max(R_{\vartheta_{JC}})}{N_s} \\ &\leq \frac{110 - 40}{34,4} - \frac{0,57}{3} - \frac{0,7}{3} \approx 1,61 \text{ KW}^{-1}. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Těmto parametrům odpovídá lehce dostupný profilový žebrovaný chladič z hliníku *Al 990066* s rozměry $66 \times 40 \times 100 \text{ mm}$. Jeho tepelný odpor je $R_{\vartheta_{H}} = 1,5 \text{ KW}^{-1}$ na délku profilu 100 mm . Pro zajištění spolehlivosti bude chladič vybaven ventilátorem spínaným na základě teploty chladiče v okolí chlazených součástí.

4.4.3 Ověření teplot

V předchozí části podkapitoly byla stanovena maximální dovolená hodnota tepelného odporu chladiče. V této části bude proveden výpočet teploty přímo na čipu jednotlivých výkonových prvků obvodu. Zavedeme předpoklad z praxe, že výše zmíněný podélně ofukující ventilátor je schopen snížit tepelný odpor chladiče alespoň na polovinu, tedy $R_{\vartheta_{H}} = 0,75 \text{ KW}^{-1}$. Výpočty budou provedeny na základě tepelného schématu Obr. 4.8. Teplota na povrchu chladiče, za podmínek okolní teploty 40°C , bude teoreticky odpovídat:

$$\vartheta_H = \vartheta_0 + \Delta\vartheta_H = \vartheta_0 + R_{\vartheta_{H}} \cdot \Delta P_{\text{celk}} = 40 + 0,75 \cdot 34,4 = 65,8^\circ\text{C}. \quad (4.35)$$

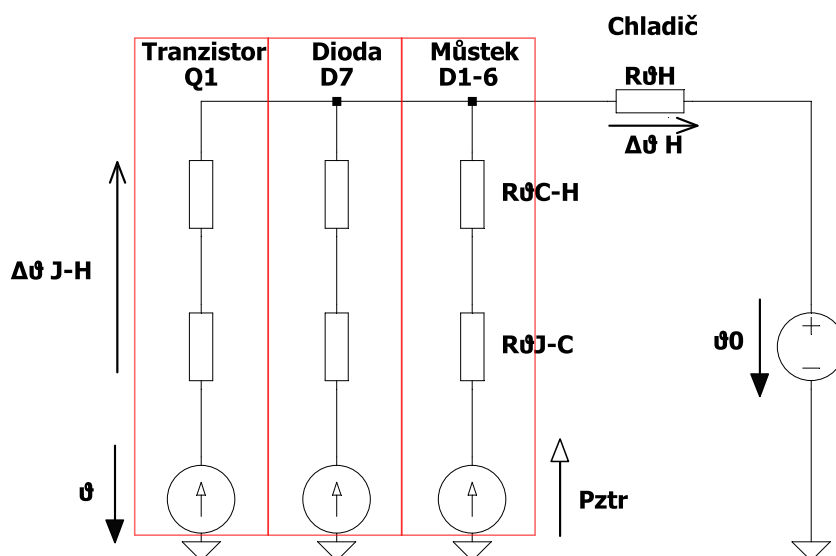
Přesná hodnota se však bude napříč plochou chladiče lišit, jelikož se daný výkon (jednotlivé silové části) nenachází v jednom bodě. Konkrétní teplotu čipu daného prvku dále získáme obdobnou metodou. Největší ztráty generuje tranzistor, tudíž nejvyšší teplota čipu bude zde:

$$\begin{aligned}\vartheta_{J,T} &= \vartheta_H + \Delta\vartheta_{J-H} = \vartheta_H + \Delta P_{\text{celk},T} \cdot (R_{\vartheta C-H} + R_{\vartheta C-J}) = \\ &= 65,8 + 19,47 \cdot (0,57 + 0,3) = 82,74 \text{ }^\circ\text{C}.\end{aligned}\quad (4.36)$$

Pro ostatní prvky byl proveden obdobný výpočet. Výsledky byly zapsány do Tab. 4.2.

	Pztr [W]	$R_{\vartheta J-C}$ [KW ⁻¹]	$R_{\vartheta C-H}$ [KW ⁻¹]	ϑ_J [°C]
Tranzistor	19,47	0,3	0,570	87,74
Dioda	8,267	0,7	0,570	76,3
Usměrňovač	6,66	0,7	0,0469	71,78

Tab. 4.2: Přehled maximálních teplot na čipu jednotlivých výkonových prvku při plné zátěži



Obr. 4.8: Tepelné schéma měniče

4.5 Řízení

Měnič bude řízen mikrokontrolerem, protože umožňuje flexibilní způsoby řízení tranzistoru. Výhodou je také jednoduché zakomponování řídicí logiky pro přepínání mezi pracovními režimy.

4.5.1 Mikrokontroler

Po zvážení potřebných vstupů a výstupů a následné cenové dostupnosti byl vybrán STM32G030K8T6 od společnosti STMicroelectronics. Jedná se o mikrokontroler pracující na platformě Arm® 32-bit Cortex®, pracující až na taktu 64 MHz. Zařízení disponuje pamětí 8 kB SRAM a 64 kB FLASH. Mezi jeho periferie patří až 26 GPIO pinů, 12bitový analogově-digitální převodník (ADC) s až 19 kanály, několik časovačů (včetně 32bitového), dvě rozhraní USART/UART, jedno SPI a jedno I²C. Mikrokontrolér obsahuje také vnitřní RC oscilátory (16 MHz a 32 kHz). [18]

Jeho hlavním úkolem bude generovat řídicí signál o dané střídě, podle kterého bude spínat budič tranzistoru. Velikost střídě se bude odvíjet od požadované hodnoty ze vstupu proudové smyčky. Doplnkem bude dodatečné ovládání a bezpečnostní funkce, které si popíšeme v pozdější kapitole.

4.5.2 Budič tranzistoru

Budiče výkonových tranzistorů se používají z důvodu schopnosti dodání potřebného proudu a napětí pro zajištění dostatečně rychlého zapnutí a vypnutí těchto tranzistorů na povel mikrokontroléru. Mnohdy tyto budiče kombinují i dodatečné ochrany spínaných tranzistorů. Pro tuto aplikaci byl vybrán budič UCC21710. Jeho základní parametry a vlastnosti jsou [19]:

- Maximální napájecí napětí (VDD-VEE) $U_{MAX} = 33\text{ V}$
- Špičkový budič proud $I_{OUT} = \pm 10\text{ A}$

Budič dále disponuje několika ochrannými funkcemi:

- *Input Deglitch Filter* - Odrušení vstupních signálů
- *Under Voltage Lockout (UVLO)* - Podpětová ochrana
- *OC Protection with Soft Turn-OFF* - Nadproudová ochrana s jemným nástupem

V datasheetu výrobce tranzistoru [19] jsou uvedeny zapínací a vypínací časy za určitých podmínek. Pokud se chceme těmto časům přiblížit, musíme dodržet předepsané podmínky. Napětí, které spíná tranzistor a nabíjí parazitní kapacitu na gate, je +15 V. Pro odsátí zbytkového náboje na gate tranzistoru, a tedy jeho vypnutí, je přiloženo napětí 0 V.

4.5.3 Nadproudová ochrana

Měnič bude vybaven ochranou proti proudovému přetížení výstupu. Touto ochranou je vybaven samotný budič, který při detekci 0,7 V na vstupu OC samočinně a plynule odstaví spínací tranzistor a výstupem $\overline{\text{FLT}}$ zasignalizuje řídicímu mikroprocesoru poruchový stav. Výstupní proud bude snímán za pomoci proudového

bočnicku R2. Aby však byly minimalizovány ztráty na tomto bočnicku, je třeba jeho odpor dostatečně snížit. Úbytek na rezistoru bude následně zesílen specializovaným měřicím zesilovačem.

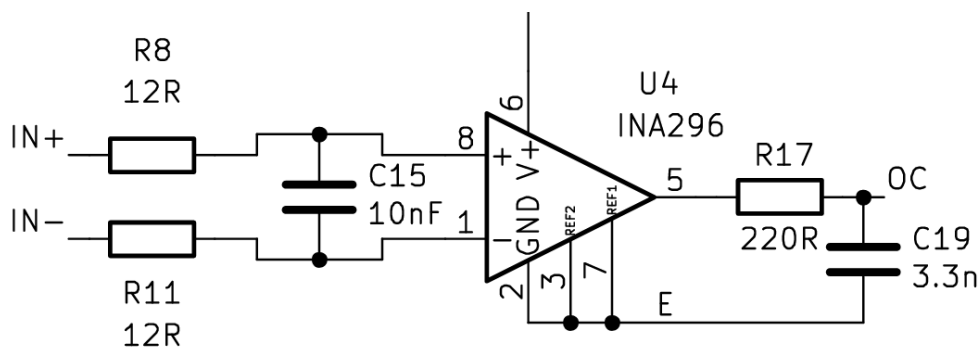
Pro zesílení byl vybrán zesilovač INA296A2 se ziskem $A = 20 \text{ V/V}$ [20]. Pro určení hodnoty odporu bočnicku musíme znát jeho úbytek při nadproudu. Ze známého zisku a výstupní hodnoty napětí vypočítáme napětí na bočnicku:

$$U_{bo} = \frac{U_{OC}}{A} = \frac{0,7}{20} = 0,035 \text{ V.} \quad (4.37)$$

Při průchodu nadproudu (s ohledem na veliké zvlnění meziobvodu při jednofázovém napájení a vysokofrekvenční zvlnění měniče) $I_p = I_{out,ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \% \Delta I = 10 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,175 = 16,62 \text{ A}$ určíme odpor:

$$R_2 = \frac{U_{bo}}{I_p} = \frac{0,035}{16,62} = 2,107 \text{ m}\Omega. \quad (4.38)$$

Nejbližší řadová hodnota je $2 \text{ m}\Omega$, což poskytne dostatečnou rezervu ve špičce ($17,5 \text{ A}$) při změnách elektrického odporu spirály bojleru.



Obr. 4.9: Schéma zapojení zesilovače

Vstup zesilovače bude zatlučen RC článkem pro odfiltrování vysokofrekvenčního šumu. Časová konstanta toho filtru je 240 ns . Na výstupu diferenciálního zesilovače bude ještě dodatečně připojen druhý RC článek s časovou konstantou 726 ns pro odrušení indukovaného rušivého napětí na signálovou linku, jak je vidno na Obr. 4.9.

4.5.4 Ovládání a proces řízení

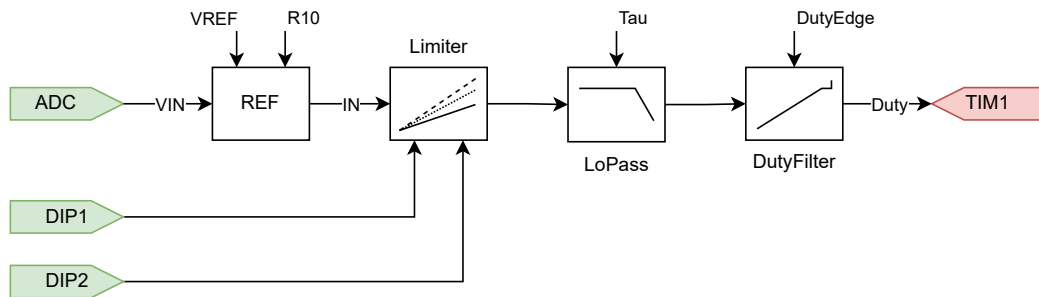
Jak už bylo zmíněno, požadavek na výkon bude do měniče vstupovat ve formě proudové smyčky. Proud bude snímán pomocí bočnicku R10. Jeho rezistivita odpovídá tomu, aby úbytek, vzniklý procházejícím proudem I_{PS} , byl dostatečně velký pro ADC převodník na mikrokontroléru, pro co nejvyšší rozlišení:

$$R_{10} = \frac{U_{\text{ADC,max}}}{I_{\text{PS}}} = \frac{3,3}{0,02} = 165 \Omega \quad (4.39)$$

Nejbližší nižší řadová hodnota je 162Ω .

Výstupní hodnota z ADC převodníku bude interními funkcemi zkorigována podle aktuální úrovně vnitřního referenčního napětí a přesné hodnoty odporu proudového bočníku.

Do mikrokontroléru bude zaveden signál ze dvou DIP spínačů pro nastavení pracovního režimu vzhledem k připojené zátěži a velikosti napájecího napětí. Při napájení z jedné fáze a připojené zátěži se jmenovitým napětím 230 V bude maximální střída měniče 1. Pro připojení původně jednofázové zátěže při třífázovém napájení musí měnič limitovat střidu, aby nedošlo k přetížení. Tuto maximální střidu jsme již určili z poměru efektivní hodnoty napětí na výstupu ku napětí na meziobvodu ve vztahu (4.23). Střidu bude nutné limitovat i při třífázovém napájení s provozem do zátěže se jmenovitým napětím 400 V, viz vztah (4.10).



Obr. 4.10: Blokové schéma procesu řízení střídý

Dynamika požadavku na výstupní výkon bude snížena dolní propustí, s uživatelsky nenastavitelnou časovou konstantou, pro zamezení velkých nárazů odebíraného proudu ze sítě.

Požadavek výstupní střídý je nakonec upravován funkčním blokem DutyFilter, který v případě natolik velké střídý, kdy by tranzistor již neměl dostatek času na své vlastní uzavření a otevření, omezí střidu na její maximální možnou hodnotu, vzhledem k času přepínání tranzistoru. Nad polovinou toho *pásma netečnosti* se tranzistor přepne do spojitého režimu pro omezení ztrát na tranzistoru.

Z budiče tranzistoru budou zpětně zavedeny dva signály: RDY a $\overline{\text{FLT}}$. První říká mikrokontroléru, že je budič připraven k provozu, což bude signalizovat zelená LED na desce. Druhý signalizuje chybový stav budiče, který navodí jeho nadproudová ochrana. V případě detekce tohoto poruchového stavu program okamžitě ukončí výpočet střídý, rozsvítí pouze červenou LED a zůstane v nekonečné smyčce while(1),

kteřou je schopen pouze uživatel ukončit, a to resetovacím tlačítkem. Na druhou stranu bude zaveden signál RST do budiče, který bude schopen při každém startu mikrokontroléru chybu resetovat a zároveň bude sloužit jako povolovací vstup pro provoz. Díky signálovému inventoru 74LVC2GU04, jež je zapojen jako budič LED, je ovládací logika signalizace obrácená. To znamená, že v případě nečinnosti nebo poruchy mikrokontroléru budou obě LED svítit a značit poruchu na řízení.

5 Realizace měniče

5.1 Deska plošných spojů

Kompletní zapojení celého měniče bylo realizováno na oboustrannou desku FR-4, přičemž jedna vrstva mědi má tloušťku 35 μm . Výrobní podklady a osazovací plán (viz. příloha) budou nyní popsány v následující podkapitole 5.1.1.,.

5.1.1 Návrh

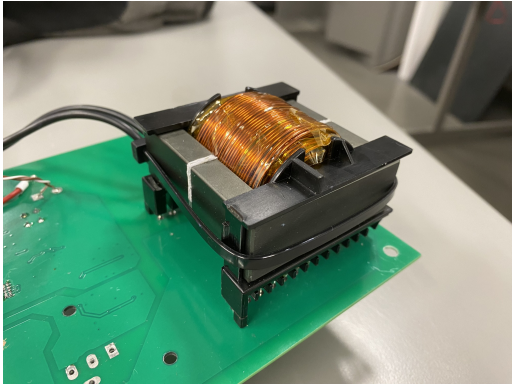
Výkonová část zapojení je směřována na vnější strany desky. Vstupní přepětová ochrana se nachází hned za pojistkami, pro minimalizaci možnosti vzniku úbytků proudu při svodu přepětí. Následuje vstupní síťový filtr a hned po něm usměrňovací můstek, kde končí střídavá část. Bezprostředně za kondenzátorem stejnosměrného meziobvodu jsou situovány tranzistor spolu s nulovou diodou a proudovým bočníkem. Uspořádání dbá na minimalizaci indukčnosti přívodních napájecích cest, které mohou způsobovat nechtěné překmitý při spínání měniče. Výkonové cesty jsou uspořádány do tzv. *Sendvičového uspořádání*, kdy je vždy cesta jednoho pólu napětí z jedné strany a cesta druhého pólu z druhé. Zbývající plochu zabírá výstupní tlumivka.

Slaboproudé řídicí obvody jsou umístěny uvnitř výkonových obvodů. Všechny prvky jsou osazeny z vrchní strany a spodní strana je vyplněna záporným pólem řídicího napětí, které lze případně spojit s PE. Galvanické oddělení obvodů nacházejících se na potenciálu sítě obstarává budič tranzistoru.

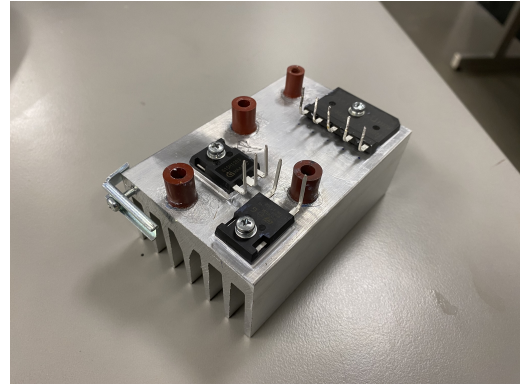
5.1.2 Osazení

Ručně vyrobená tlumivka, s dozaženou reálnou indukčností $L_{\text{real}} = 770\mu\text{H}$. Vzduchová mezera musela být ve skutečnosti větší, než bylo vypočteno, jelikož rozptylové toky okolo ní snižovaly magnetický odpor. Cívka byla osazena zespodu desky (Obr. 5.1a), jelikož rozptylové toky okolo vzduchové mezery by mohly způsobovat rušení do řídicí elektroniky. Takto jsou citlivé obvody chráněny stíněním ve formě spodní plochy záporného řídicího napětí.

Na Obr. 5.1b vidíme osazení chladiče výkonovými prvky. Dioda a tranzistor jsou od chladiče izolovány keramickou podložkou. Usměrňovací můstek je vyroben v kompletně izolovaném pouzdře. Díky tomu je chladič naprosto bez potenciálu.



(a) Osazení výstupní tlumivky na spodní straně desky

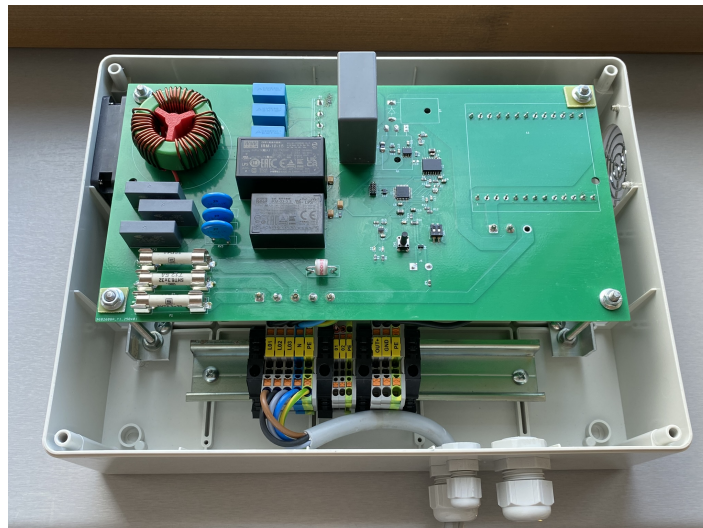


(b) Osazení chladiče

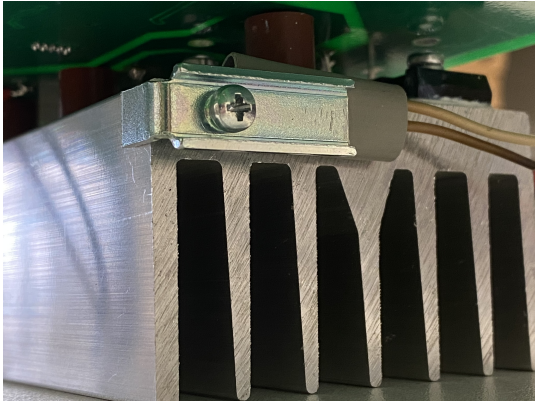
Obr. 5.1: Snímky osazení

5.2 Mechanická konstrukce a montáž do boxu

Kompletně osazená deska byla nakonec instalována do montážního plastového boxu (Obr. 5.2). Do boxu byly vyřezány dva kulaté otvory osazené kovovou mřížkou. Jeden ventilační otvor, myšlený jako nasávací, je osazen ventilátorem MF60152VX-1000U-A99 o výkonu 2,04 W při napětí 24 V (reálný výkon bude o něco menší, jelikož napájení na desce má napětí 15 V). Druhý ventilátor je umístěn přímo na chladiči ve stejném směru proudění vzduchu (sání vlevo, výdech vpravo). O spínání ventilátorů se stará bimetalový termostatický kontakt KSD9700, se spínací teplotou 40°C, umístěný přímo na chladiči (Obr. 5.3a).



Obr. 5.2: Snímek instalace desky do boxu



(a) Umístění termostatu



(b) Připojovací svorky

Obr. 5.3: Detailní snímky konstrukce

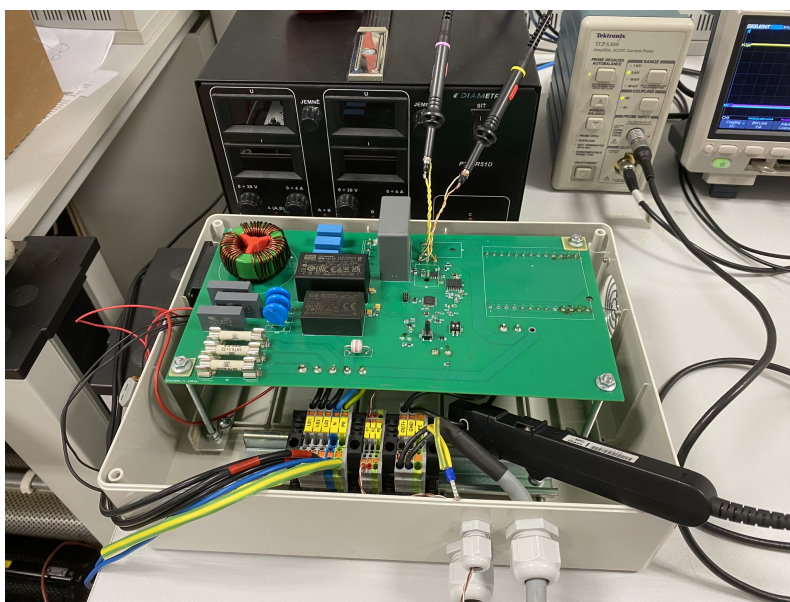
Připojení napájecích vodičů, výstupních vodičů, ale i řídicí proudové smyčky je poskytnuto uživatelsky přívětivými *Push-in* svorkami, řady PT, od firmy Phoenix Contact (Obr. 5.3b). Kompletně sestavený měnič je možné připojit buďto pomocí třífázové (Obr. 5.4) nebo jednofázové vidlice do domácí sítě. Výstupní vodič lze použít stíněný, pro minimalizaci vysokofrekvenčního rušení, vyzářeného do okolí.



Obr. 5.4: Snímek kompletního měniče

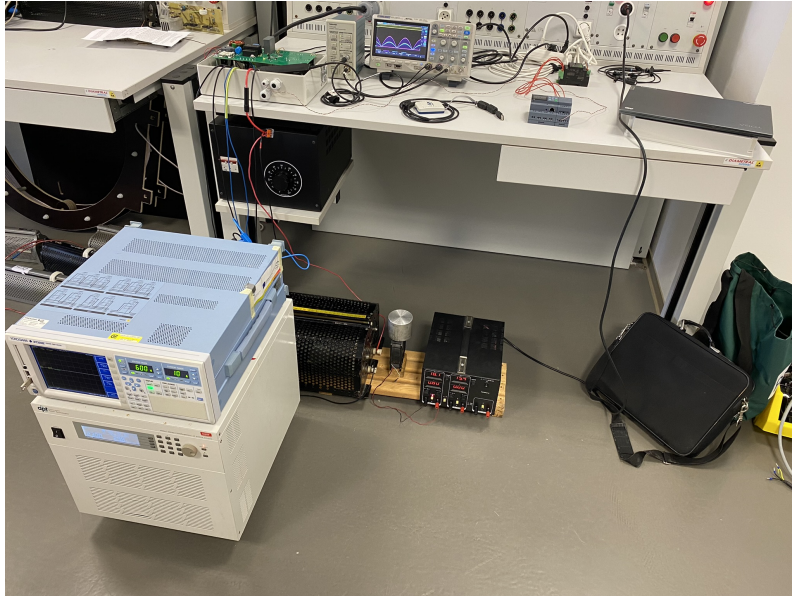
6 Ověření funkčnosti a měření

Pro první nahrání firmwaru a ověření základních funkcí mikrokontroléru a budiče byl měnič externě napájen z laboratorního zdroje s proudovým omezením. Řídící signál v podobě proudové smyčky 0 – 20 mA generoval Programovatelný automat LOGO! od firmy Siemens. Po ověření funkčnosti byl měnič testován na reálném síťovém napětí dodávaném regulačním autotransformátorem. Veškeré průběhy zaznamenával osciloskop SIGLENT SDS 1104X-E. Měření výstupního proudu do zátěže I_c probíhalo za pomoci proudové sondy TCP305A (se šířkou pásma 50 MHz) se zesilovačem Tektronix řady TCPA 300. Dále byly zaznamenány průběhy napětí mezi gatem a emitorem tranzistoru U_{ge} a napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru U_{ce} . Připojení měřících sond osciloskopu bylo realizováno bezindukční propojkou pro minimalizaci indukovaného rušení. Připojení je zobrazeno na Obr. 6.1. Jako testovací zátěž posloužil výkonový posuvný rezistor 32 Ω o jmenovitém zátěžném proudu 10 A s dodatečným ofukovým ventilátorem.



Obr. 6.1: Detail připojení měřících přístrojů

Při měření kvality odebíraného proudu funkci zdroje zastupoval zdroj izolovaného sinusového napětí 460XAC. Samotné měření kvality prováděl výkonový analyzátor YOKOGAWA WT3000E. Skrze něho bylo zapojeno napájení, ale i zátěž pro přesné měření účinnosti. Jelikož analyzátor disponuje pouze třemi měřícími můstky, napájení ze tří fází bylo měřeno tzv. *Aronovým zapojením*. Testovací sestavu lze vidět na Obr. 6.2



Obr. 6.2: Snímek sestavy měření kvality odběru a účinnosti

6.1 Jednofázový režim

První testovací zapojení bylo připojení jednoho fázového a nulového vodiče na napájecí svorky. Na Obr. 6.3a vidíme průběh výstupního proudu spolu s řídicím napětím mezi gatem a emitorem a napětím mezi kolektorem a emitorem, který odráží průběh napětí na meziobvodu. Tento průběh potvrzuje teoretický předpoklad průběhu zvlnění. Dále můžeme pozorovat na Obr. 6.3b největší možné zvlnění výstupního proudu.



(a) 95% jmenovitého výkonu

(b) 50% jmenovitého výkonu

Obr. 6.3: Průběhy I_c , U_{ge} a U_{ce} při jednofázovém režimu

V Tab. 6.1 jsou zaznamenány naměřené hodnoty vstupního napětí, proudu, činného příkonu a zdánlivého příkonu. Pro výpočet harmonického zkreslení vstupního proudu byl použit vztah (3.1). Byl zaveden předpoklad, kdy změřený činný příkon

tvoří pouze proud první harmonické, jelikož napájecí napětí bylo čistě sinusové ze specializovaného zdroje. Příklad výpočtu prvního řádku tabulky:

$$\begin{aligned}
 THD_{I,\text{in}} &= \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_3^2 \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{ef}^2 - I_1^2}}{I_1} = \\
 &= \frac{\sqrt{I_{\text{in,ef}}^2 - \frac{P_{\text{in}}^2}{U_{\text{in,ef}}^2}}}{\frac{P_{\text{in}}}{U_{\text{in,ef}}}} = \frac{\sqrt{2,82^2 - \frac{641,53^2}{230,14}}}{\frac{641,53}{230,14}} = 14,9\%. \quad (6.1)
 \end{aligned}$$

Výsledná účinnost měniče byla určena díky změřenému výstupnímu činnému výkonu a příkonu:

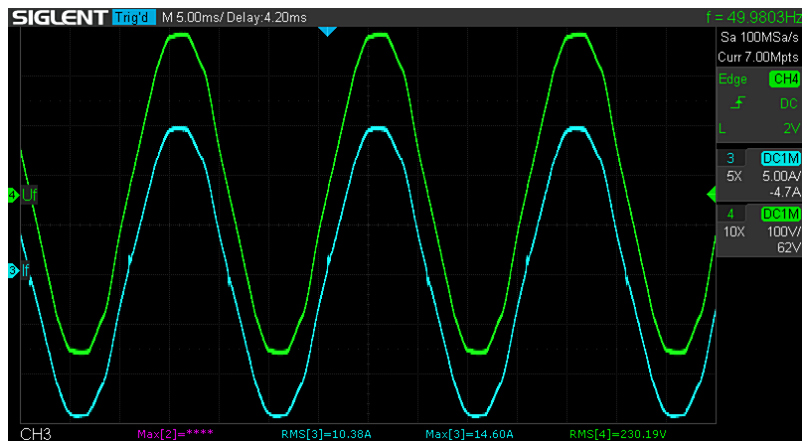
$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{608,24}{641,53} = 94,81\%. \quad (6.2)$$

P_{jm} [-]	$U_{\text{in,ef}}$ [V]	$I_{\text{in,ef}}$ [A]	P_{in} [W]	S_{in} [VA]	λ [-]	$THD_{I,\text{in}}$ [%]	P_{out} [W]	η [%]
50%	230,14	2,82	641,53	648,61	0,9891	14,90	608,24	94,81
70%	230,02	5,29	1214,37	1216,96	0,9979	6,54	1173,74	96,65
95%	230,00	9,49	2182,32	2182,57	0,9999	1,53	2109,53	96,66
100%	230,01	9,89	2275,58	2275,79	0,9999	1,39	2213,78	97,28

Tab. 6.1: Tabulka naměřených a vypočtených hodnot pro jednofázový režim

Ze změřených a vypočtených hodnot pozorujeme velice dobrý účinník odběru, který při plném výkonu dosahuje takřka 1. Dále pozorujeme velmi nízké harmonické zkreslení odebíraného proudu, viz Obr. 6.4 (napájeno z distribuční sítě). To jest způsobeno topologií měniče, kdy odebíraný proud kopíruje vstupní napětí. S maximálním výkonem dosáhne účinnost nejvyšší hodnoty, jelikož při spojitým otevření tranzistoru odpadají přepínací ztráty. Nutno je také brát v potaz úbytky na přívodních a výstupních vodičích.

Spektrum odebíraného proudu (zelená) ze specializovaného zdroje sinusového napětí (žlutá) je zobrazeno ve skupině Obr. 6.5. Při nižším výkonu je patrná kromě první harmonické frekvence sítě také spínací frekvence měniče. Nejvýznamnější je při výkonu 50 % (Obr. 6.5d), kdy dochází k největšímu zvlnění výstupního proudu. Při 70 % (Obr. 6.5c) se podařilo zachytit dvojnásobek spínací frekvence, nicméně obecně lze říci, že spektrum odebíraného proudu je velmi čisté a nezpůsobuje velké rušení do sítě. Malé zkreslení na spektru napětí je důsledkem úbytků napětí na přívodních vodičích.



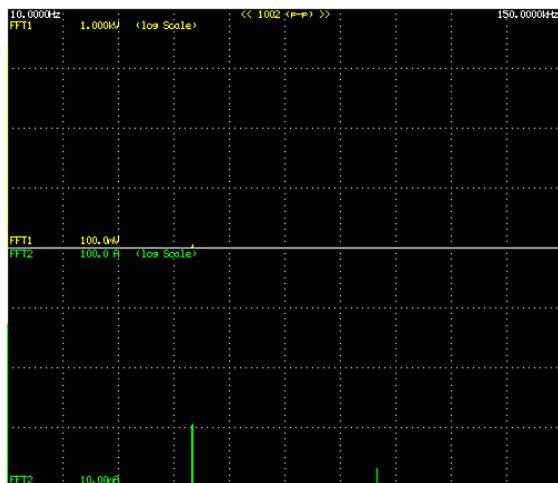
Obr. 6.4: Průběh odebíraného fázového proudu a reálného síťového fázového napětí



(a) 100% jmenovitého výkonu



(b) 95% jmenovitého výkonu



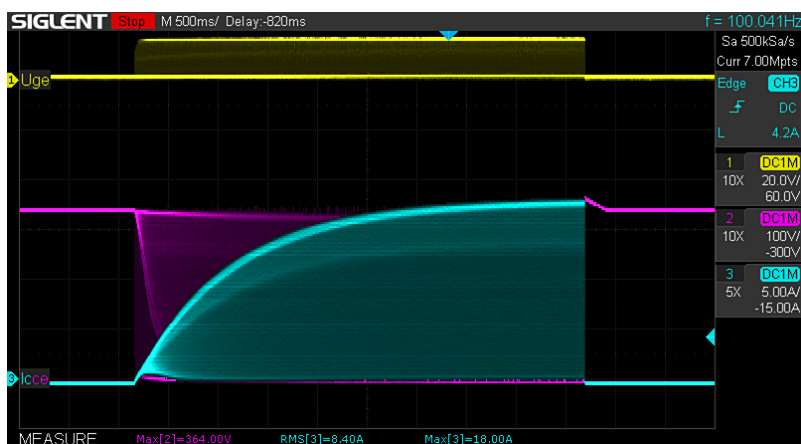
(c) 70% jmenovitého výkonu



(d) 50% jmenovitého výkonu

Obr. 6.5: Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při jednofázovém režimu

Otestována byla i funkce nadproudové ochrany. Realizována byla při tomto zapojení a za pomoci zvýšení fázového napájecího napětí a snížení odporu ztěžujícího rezistoru.



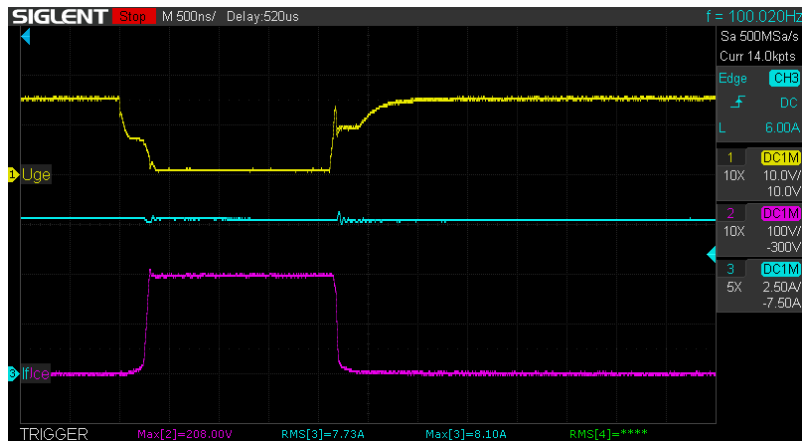
Obr. 6.6: Náběh výstupního proudu a následná reakce nadproudové ochrany

Na průběhu, znázorněném na Obr. 6.6, pozorujeme postupný náběh výkonu díky dolní propusti hodnoty požadované střídy až do bodu, kdy vybaví nadproudová ochrana. Maximální hodnota proudu dosáhla 18 A. Důvodem, proč bylo dosaženo takové hodnoty, mohou být nepřesnosti v primárních parametrech odporového bočnicku, ale také samotná odchylka proudového zesilovače a komparačního vstupu buďče. Na detailu průběhu, zobrazeném na Obr. 6.7 se ukazuje okamžitost zapůsobení ochrany přímo v amplitudě síťového napětí. Na průběhu napětí mezi kolektorem a emitorem je patrný velmi malý překmit napětí vlivem působení výstupní indukčnosti.



Obr. 6.7: Detail reakce nadproudové ochrany

Hodnota rezistorů za budičem, pro otevírání a zavírání tranzistoru, byla finálně zvolena 10Ω , jako kompromis mezi snížením vysokofrekvenčního rušení a přijatelně nízkými přepínacími ztrátami. Z průběhu na Obr. 6.8 pozorujeme čas rozepnutí 400 ns a čas sepnutí 300 ns. V polovině náběžné i sestupné hrany napětí U_{ge} se projevuje tzv. *plateau*. Jedná se o vliv Millerovy kapacity mezi gatem a kolektorem, která brání změně potenciálů na gate. Při spínání je viditelná nepatrná oscilace způsobená parazitními kapacitami a indukčnostmi při rychlých změnách proudu.



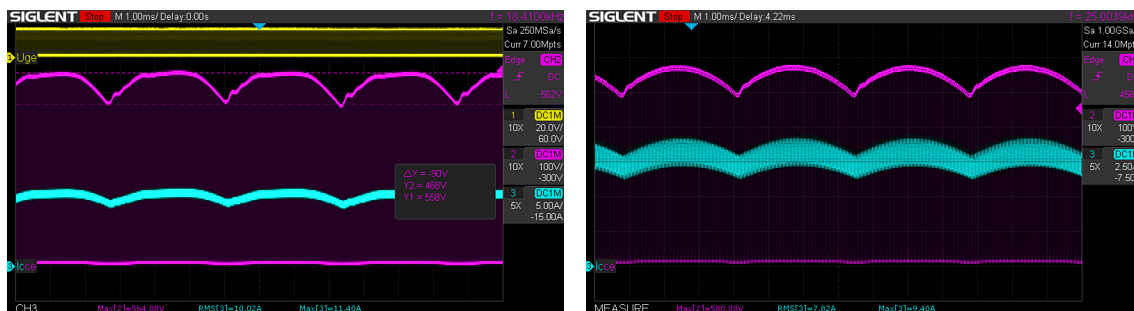
Obr. 6.8: Detail spínání a rozpínání tranzistoru

6.2 Třífázový režim

Pro změření tohoto režimu bylo využito již zmíněné *Aronovo zapojení*. Tato měření byla dále provedena pro různé spínací frekvence pro ověření funkčnosti síťového filtru a zjištění účinnosti pro dané nastavení. Na Obr. 6.9a bylo změřeno zvlnění napětí na meziobvodu 90 V při plném zatížení měniče. Celkové zvlnění výstupního proudu je tedy menší oproti předchozímu režimu.

Do Tab. 6.2 byly změřeny hodnoty pro tři různé spínací frekvence, a to 50, 40 a 25 kHz. Výpočet harmonického zkreslení a účinnosti byl proveden stejně jako v předchozím případě (vztah 6.1). Nejlepšího účinníku odběru a nejmenšího harmonického zkreslení dosáhla spínací frekvence 50 kHz. Nicméně zkreslení už je i tak v nejlepší případě velké. Na druhou stranu nejlepší účinnost dosáhla spínací frekvence 25 kHz, vlivem nejmenších spínacích ztrát na tranzistoru. Výstupní proud pro nejnižší spínací frekvenci je ale nejvíce zvlněný (Obr. 6.9b).

Jak už je z Tab. 6.2 a z Obr. 6.10 zřejmé, průběh vstupního fázového proudu je značně zkreslený. Dle teorie se přibližuje obdélníkovému průběhu, ale vlivem indukčnosti sítě a nejspíše přechodnému zakmitání ve vstupním síťovém filtru je náběh



(a) 100 % jmenovitého výkonu, 50 kHz

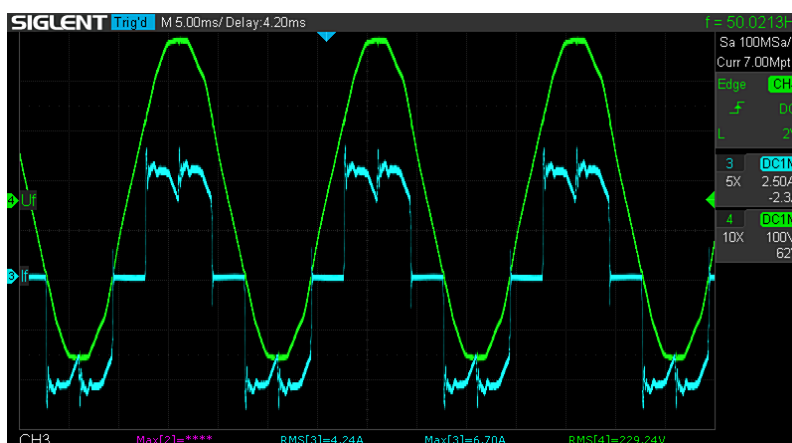
(b) 75 % jmenovitého výkonu, 25 kHz

Obr. 6.9: Průběhy I_c , U_{ge} a U_{ce} při třífázovém režimu pro různé spínací frekvence

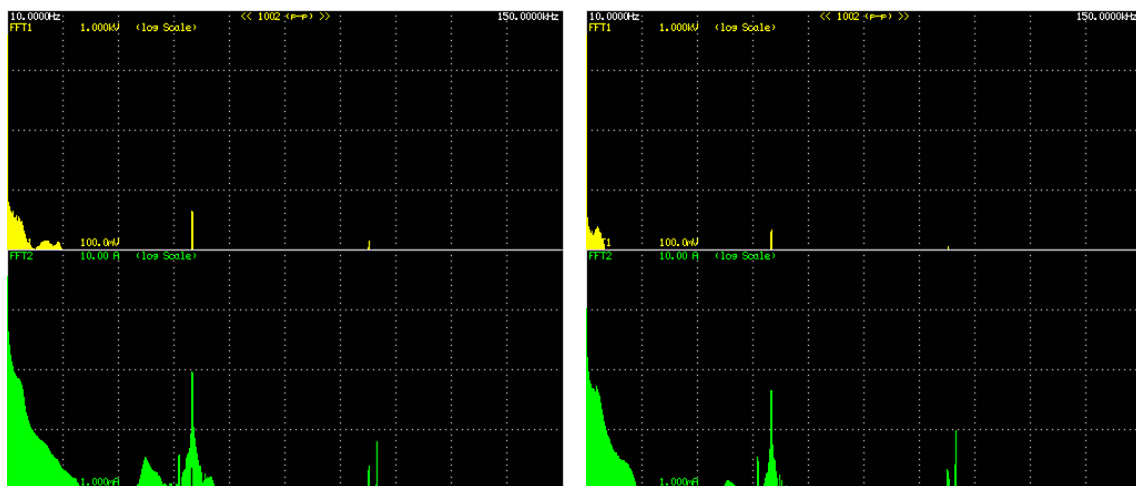
f_{sw} [kHz]	P_{jm} [-]	$U_{in,ef}$ [V]	$I_{in,ef}$ [A]	P_{in} [W]	S_{in} [VA]	λ [-]	$THD_{I,in}$ [%]	P_{out} [W]	η [%]
50	50 %	398,72	1,15	728,15	795,27	0,9156	43,91	679,60	93,33
50	100 %	398,62	3,77	2476,34	2599,87	0,9525	31,98	2338,40	94,43
40	50 %	398,76	1,12	679,08	776,40	0,8747	55,42	651,20	95,89
40	100 %	398,64	3,73	2390,75	2573,12	0,9291	39,80	2229,90	93,27
25	50 %	398,74	1,13	709,42	780,08	0,9094	46,00	672,60	94,81
25	100 %	398,58	3,70	2428,26	2556,56	0,9498	33,00	2353,60	96,93

Tab. 6.2: Tabulka naměřených a vypočtených hodnot pro třífázový režim pro různé spínací frekvence

proudu s překmytem. Nicméně účinník odběru zůstává poměrně dobrý, odebíraný proud je osově souměrný s půlplnou napájecího napětí.



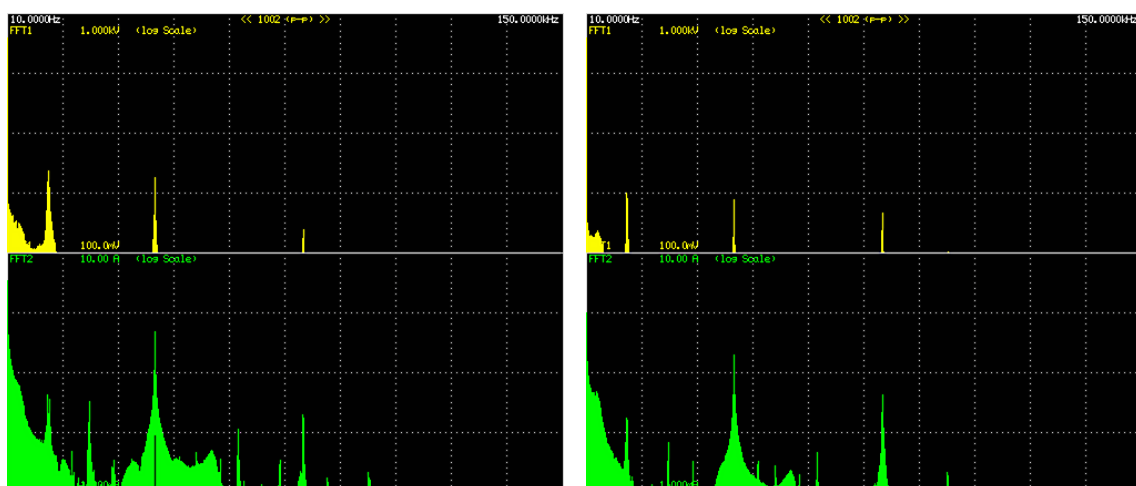
Obr. 6.10: Průběh odebíraného fázového proudu a reálného síťového fázového napětí pro napájení ze tří fází



(a) 100% jmenovitého výkonu

(b) 50% jmenovitého výkonu

Obr. 6.11: Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při třífázovém režimu se spínací frekvencí měniče 50 kHz

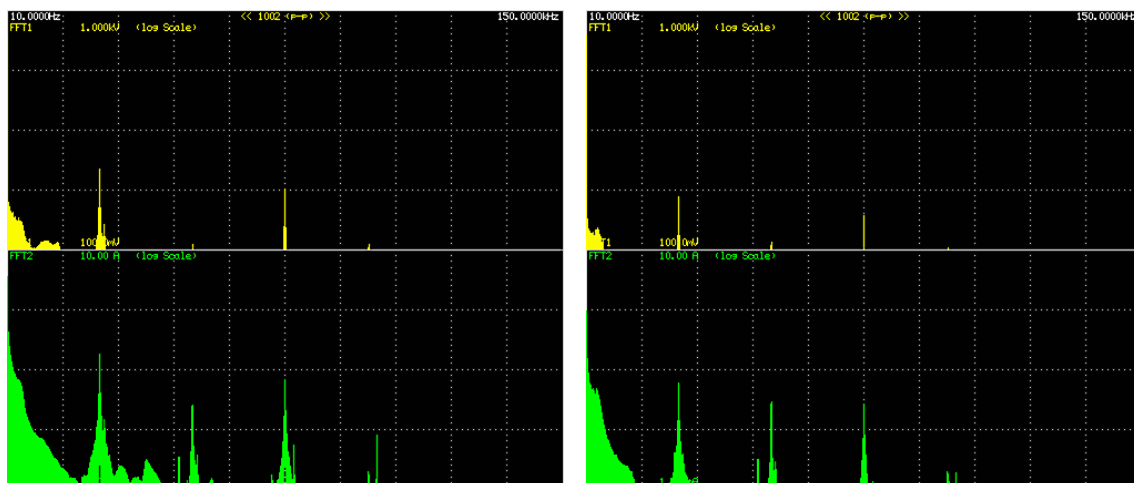


(a) 100% jmenovitého výkonu

(b) 50% jmenovitého výkonu

Obr. 6.12: Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při třífázovém režimu se spínací frekvencí měniče 40 kHz

Na zobrazeném spektru (Obr. 6.11), při spínací frekvenci 50 kHz, je oproti Obr. 6.12, se spínací frekvencí 40 kHz, pozorovatelné výrazně menší rušení. Spínání při 40 kHz dostává vstupní filtr do částečné rezonance a produkuje více energie, rozprostřené mimo první harmonickou proudu. Nicméně nad dolní propustí toto rušení zaniká. Při 25 kHz spektrum není lepší než při 50 kHz, ačkoliv se jedná o 0,5 násobek, viz Obr. 6.13.



(a) 100% jmenovitého výkonu

(b) 50% jmenovitého výkonu

Obr. 6.13: Spektrum napětí a odebíraného proudu měničem při třífázovém režimu se spínací frekvencí měniče 25 kHz

6.3 SSR

Nakonec bylo podrobena měření kvality odebíraného proudu i samotné SSR ve formě střídavého měniče napětí s úhlovou regulací. Zapojeno bylo se zatěžujícím odporem do série spolu s výkonovým analyzátořem. Na Obr. 6.14 vidíme průběh proudu, kdy první čtvrtperioda nevede a druhá ano, což odpovídá nastavenému výkonu 50 %. Na průběhu napětí je patrný tzv. *Flickr*, který byl popsán v teoretické kapitole. Napětový skok je zde nicméně menší, jelikož jsou přívodní vodiče do měřicí laboratoře dimenzovány na větší příkony.



Obr. 6.14: Průběh odebíraného fázového proudu a reálného síťového fázového napětí pro SSR při 50 % výkonu

	1U _{ef}	1I _{ef}	1P	S	λ	THD _{I,in}
[-]	[V]	[A]	[W]	[VA]	[-]	[%]
50%	229,94	7,15	1216,82	1644,56	0,74	90,92
70%	230,04	8,79	1828,84	2022,75	0,90	47,25
95%	229,83	9,64	2190,18	2215,34	0,99	15,20
100%	229,85	9,76	2240,49	2242,28	1,00	03,99

Tab. 6.3: Tabulka naměřených a vypočtených hodnot pro SSR

Vypočtené zkreslení vstupního proudu (Tab. 6.3) je zde velice velké. I samotný účinník odběru je nízký a má induktivní charakter při výkonech okolo 50 %. Proud je tedy nesymetricky rozvážen od osy půlperrody napětí. Parametry se ale zlepšují se zvyšujícím se výkonem.



(a) 100% jmenovitého výkonu



(b) 95% jmenovitého výkonu



(c) 70% jmenovitého výkonu



(d) 50% jmenovitého výkonu

Obr. 6.15: Spektrum napětí odebíraného proudu proporcionálním SSR

Zobrazené spektrum, na Obr. 6.15 (se změnou vertikálního měřítka z 1 mA až 10 A na 10 mA až 100 A), neobsahuje žádné vysokofrekvenční rušení, jelikož dle katalogu výrobce je výstup měniče napětí osazen tlumicím článkem. Potvrzuje to i průběh na Obr. 6.14, kde náběžná hrana při zapnutí není ostrá, tudíž neprodukuje tolik vysokofrekvenčních složek rušení. Výrazné je tedy osazení v okolí první harmonické.

Závěr

Jako největší problémy způsobované watttroutery se jeví jejich neharmonický odběr, resp. odběr střídavého měniče, který watttroutery využívají. Při provozu nejenže vzniká rušení, ale samotný princip fungování neúměrně zatěžuje vedení a využívá nedokonalosti měření elektroměrů distributora elektrické energie.

Jako řešení byl navržen a sestaven univerzální měnič, který je schopen pracovat při napájení jak z jedné, tak i ze tří fází, do zátěže o jmenovitém výkonu 2,3 kW. Jeho funkčnost byla ověřena několika zátěžovými testy spolu s měřením. Měření bylo i charakter odběru ze sítě.

Při režimu napájení z jedné fáze měnič dosahoval nejen dobré účinnosti, ale také charakter odběru byl takřka ideální. V nejhorsím případě dosahovalo harmonické zkreslení vstupního proudu 15 % s účínkem $\lambda = 0,989$. V opačném případě, při výkonech blížících se maximu, kleslo zkreslení k 1,4 % a účíník stoupl $\lambda = 0,999$. Spektrum odebíraného proudu obsahovalo pouze malou složku na frekvenci spínání zdroje, ale díky vstupnímu filtru takřka žádné násobky tohoto kmitočtu. V neposlední řadě byla ověřena i nadproudová ochrana, chránící výkonové prvky ve měniči.

Pracovní režim s napájením ze tří fází byl odzkoušen i pro více spínacích frekvencí. Bylo dosaženo i přijatelně vysokých účinností, nicméně harmonické zkreslení proudu dosahovalo hodnot okolo 40 %. Účíník odběru ale zůstal činného charakteru, a to $\lambda = 0,95$, při plném výkonu, při spínací frekvenci 50 kHz. Spektrum, jak již napovídá THD, obsahovalo spoustu celočíselných, ale i neceločíselných násobků spínací frekvence. Nejlepší spektrum se jeví při 50 kHz spínací frekvence, jelikož pro tuto frekvenci byl filtr navržen.

Naměřeno bylo i SSR v režimu fázové regulace. Ve výkonech okolo 50 % dosahovalo zkreslení proudu THD hodnot i 90 % s účínkem na hodnotě $\lambda = 0,74$. Spektrum však neobsahovalo žádné vysokofrekvenční rušení, zato velké množství energie bylo obsaženo poblíž první harmonické. Z průběhu odebíraného proudu vidíme, že výrobce tento problém řešil tlumícím článkem, omezujícím rychlé proudové nárazy.

Měnič bude následující čas podroben dlouhodobému testování, přímo s instalací fotovoltaické elektrárny. Do budoucna, vzhledem ke konstrukci, by bylo vhodné snížit počet vodičů v tlumivce, a díky tomu snížit i její jádro, jelikož nedocházelo takřka k žádnému vlastnímu zahřátí. Celé zařízení by pak mohlo být kompaktnější. Dále by mohla být změněna i vlastní topologie, vzhledem k charakteru při třífázovém napájení. Jako řešení se jeví měnič s aktivním PFC, což by mohlo být námětem na další práci.

Literatura

- [1] SKÁLOVÁ, Jana. Jak funguje výkup elektřiny z fotovoltaiky? Online. In: Ušetřeno.cz. 2024. Dostupné z: <https://www.usetreno.cz/clanky/vykup-elektřiny/>. [cit. 2025-01-02].
- [2] WATTROUTER MX - UŽIVATELSKÁ PŘÍRUČKA. Online. In: Solarcontrols.cz. 2024. Dostupné z: https://solarcontrols.cz/archives/eshop/WATTrouterMx_CZ.pdf. [cit. 2025-01-02].
- [3] MUSIL, Vladislav; BOUŠEK, Jaroslav; HORÁK, Michal a HÉGR, Ondřej. Skripta Elektronické Součástky 2007. Online. In: Scribd.com. 2007. Dostupné z: <https://www.scribd.com/document/754994557/Skripta-Elektronicke-Soucastky-2007>. [cit. 2025-01-15].
- [4] PATOČKA, Miroslav. VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA BVEL Tepelné jevy, 1. část - usměrňovače, střídavé měniče napětí. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2005.
- [5] LETTL, Jiří; PAVELKA, Jiří a BAUER, Jan. Výkonová elektronika. 4. přepracované vydání. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2019. ISBN 978-80-01-06514-3.
- [6] Katalogové listy RGC1P. Online. Gavazziautomation.com. 2024. Dostupné z: https://www.gavazziautomation.com/fileadmin/images/PIM/DATASHEET/DAN/SSR_RGC1P.pdf. [cit. 2025-01-02].
- [7] HERMAN, Jan. Analýza parametrů kvality v sítích s wattroutery. Online, Diplomová práce. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, 2021. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10084/143931>. [cit. 2025-01-15].
- [8] UMLAUF, Aleš. Vyhodnocení dat z dlouhodobého měření kvality napětí v síti 22kV. Online, Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2023. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/151361>. [cit. 2025-01-15].
- [9] BRUNCLÍK, Dalibor. Testování vlastností elektroměrů a wattrouterů. Online, Diplomová práce. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2016. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10084/115943>. [cit. 2025-01-15].
- [10] Elekrika.cz, reportážní portál instalační elektrotechniky, vyhlášky, schémata zapojení. Online. In: Elekrika.cz. 2013. Dostupné z: <https://elektrika.cz/data/clanky/sireni-harmonicky-3/view>. [cit. 2025-01-15].

- [11] Katalogové listy R463W468000M2K. Online. Mouser.com. 2024. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/447/KEM_F3095_R46_X2_310_110C-3316816.pdf. [cit. 2025-01-15].
- [12] Katalogové listy DBI20-12B. Online. In: Diotec.com. 2017. Dostupné z: <https://diotec.com/request/datasheet/dbi2004b.pdf>. [cit. 2025-01-15].
- [13] PATOČKA, Miroslav. Vybrané statě z výkonové elektroniky: Pulsní měniče bez transformátoru. Svazek II. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2005
- [14] DRŽÍNOVSKÝ, Jiří. Elektromagnetická kompatibilita: přednášky. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2010. ISBN 978-80-214-4202-3.
- [15] TADAKUMA, Toshiya; ROGERS, Michael; NISHI, Koichi; JOKO, Motonobu a SHOYAMA, Masahito. Impact for Radiated Noise by Current Smoothness with Bare SiC MOSFET and Si RC-IGBT Chips. Online. In: IEEE Xplore. 2021. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9559147>. [cit. 2025-01-15].
- [16] Katalogové listy FGH40N120AN. Online. In: Onsemi.com. 2020. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fg40n120an-d.pdf>. [cit. 2025-01-15].
- [17] Katalogové listy STTH3012. Online. In: st.com. 2017. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stpsc30h12c.pdf>. [cit. 2025-01-15].
- [18] Katalogové listy STPSC30H12C. Online. In: Tme.eu. 2019. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stpsc30h12c.pdf>. [cit. 2025-01-15].
- [19] Katalogové listy UCC21710. Online. In: Ti.com. 2023. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21710.pdf?ts=1734442193013&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUCC21710. [cit. 2025-01-15].
- [20] Katalogové listy INA296A. Online. In: Ti.com. 2022. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina296b.pdf?ts=1736461236940&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.co.uk%252F. [cit. 2025-01-15].
- [21] PATOČKA, Miroslav. Vybrané statě z výkonové elektroniky: Výkonové polovodičové spínací součástky. Svazek III. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2014.

- [22] Katalogové listy ETD5922. Online. In: Semic.cz. 2022. Dostupné z: https://semic.cz/!old/files/pdf_www/Lj_139ETD5922AL_CF.pdf. [cit. 2025-01-15].
- [23] Katalogové listy ETD5922hp. Online. In: Semic.cz. 2015. Dostupné z: https://semic.cz/!old/files/pdf_www/ETD5922hp22p1s_SD.pdf. [cit. 2025-01-15].

Seznam symbolů a zkratek

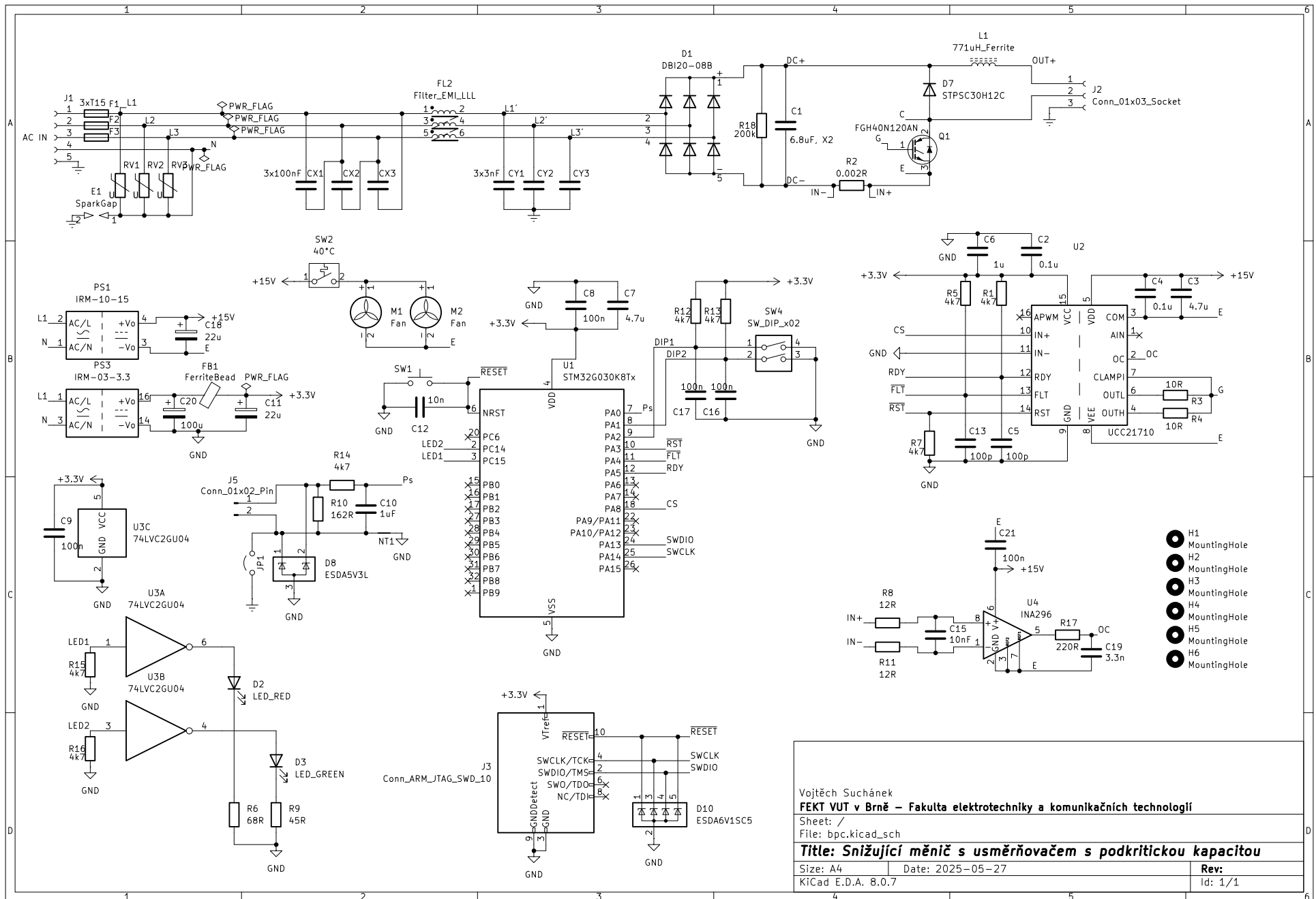
ČSN	česká technická norma
EMC	elektromagnetická kompatibilita – ElectroMagnetic Compatibility
EMI	elektromagnetické rušení – ElectroMagnetic Interference
EMS	elektromagnetická odolnost – ElectroMagnetic Susceptibility
NPN	označení struktury tranzistoru s uspořádáním N-P-N
OFF-GRID	ostrovní systém
ON-GRID	systém připojený k elektrické síti
PLC	programovatelný logický automat – Programmable Logic Controller
PNP	označení struktury tranzistoru s uspořádáním P-N-P
SSR	relé bez mechanických kontaktů – Solid State Relay
THD	celkové harmonické zkreslení – Total Harmonic Distortion.

Symbol	Popis	Jednotka
ϑ_0	Řídicí úhel	°
$P_{\check{c}}$	Činný výkon	W
U_{ef}	Efektivní hodnota napětí	V
R	Odpor	Ω
T	Perioda	s
U_a	Amplituda napětí	V
R_{v1}	Odpor vedení 1	Ω
R_{v2}	Odpor vedení 2	Ω
L_{v1}	Indukčnost vedení 1	Ω
L_{v2}	Indukčnost vedení 1	Ω
U_s	Síťové napětí	V
I_b	Proud bojlerem	A
U_{fve}	Napětí fotovoltaického střídače	V
I_1	Proud první harmonické	A
I_2	Proud druhé harmonické	A
I_3	Proud třetí harmonické	A
$U_{out,ef}$	Výstupní napětí efektivní	V
$U_{in,ef,1f}$	Vstupní napětí fázové	V
$U_{in,ef,3f}$	Vstupní napětí sdružené	V
$I_{out,ef}$	Výstupní proud efektivní	A
λ	Celkový účíník	-
C_{krit}	Kritická kapacita	F
I_d	Proud odebíraný z usměr- ňovače	A
$U_{s,ef}$	Efektivní hodnota sdru- ženého napětí	V
U_{CES}	Maximální napětí mezi kolektorem a emitorem	V
$I_{C,max}$	Maximální proud kolek- torem	
ΔP_{max}	Maximální výkonová ztráta	W
$t_{d(on)}$	Doba zpoždění sepnutí	s
t_r	Doba náběžné hrany	s
t_{ON}	Doba sepnutí	s
$t_{d(off)}$	Doba zpoždění rozepnutí	s
t_f	Doba sestupné hrany	s

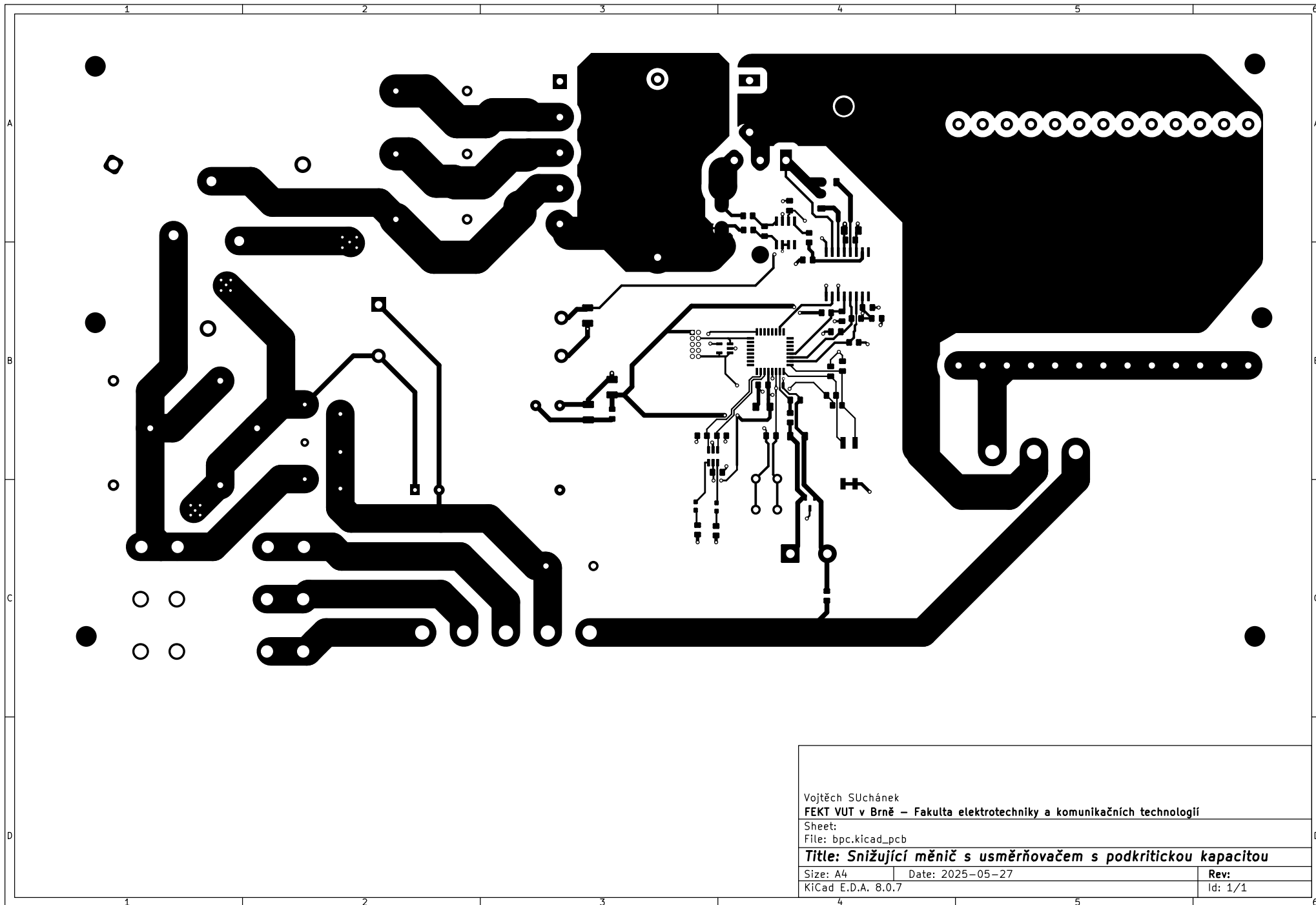
Symbol	Popis	Jednotka
t_{OFF}	Doba rozeznutí	s
U_{RRM}	Maximální opakované zá- věrné napětí	V
$I_{\text{F(AV)}}$	Střední proud	A
I_{R}	Zpětný svodový proud	A
ϑ_{C}	Teplota pouzdra	°C
L	Indukčnost	H
U_{d}	Napětí meziobvodu	V
f	Frekvence	Hz
ΔI	Zvlnění proudu	A
B_{s}	Maximální indukce v sa- turaci	T
μ_{r}	Relativní permeabilita	-
S_{e}	Efektivní plocha jádra	mm ²
l_{e}	Efektivní délka magnetic- kého obvodu	
Ψ	Spřažený magnetický tok	Wb
N	Počet závitů	-
Φ	Magnetický tok	Wb
i	Proud v čase	A
B_{max}	Maximální indukce	T
I_{max}	Amplituda výstupního proudu	A
S_{1z}	Průřez jednoho závitů	mm ²
S_{o}	Průřez okna vinutí	mm ²
k_{p}	Činitel vinutí	-
σ	Tloušťka vzduchové me- zery	m
R_{m}	Magnetický odpor	H-1
R_{f}	Magnetický odpor jádra	H-1
R_{σ}	Magnetický odpor vzdu- chové mezery	H-1
$\Delta P_{\text{přep}}$	Přepínací ztráty	W
s	Střída	-
U_{d}	Výstupní napětí	V
$I_{\text{stř,T}}$	Střední proud tranzisto- rem	A
$I_{\text{ef,T}}$	Efektivní proud tranzis- torem	A

Symbol	Popis	Jednotka
$U_{p,T}$	Prahové napětí tranzistoru	V
$U_{CE,T}$	Napětí mezi kolektorem a emitorem	V
$R_{d,T}$	Dynamický odpor tranzistoru	W
$\Delta P_{vod,T}$	Vodivostní ztráty tranzistoru	W
$I_{stř,D}$	Střední proud diodou	A
$I_{ef,D}$	Efektivní proud diodou	A
$U_{p,D}$	Prahové napětí diody	V
$U_{AK,D}$	Napětí mezi anodou a katodou	V
$R_{d,D}$	Dynamický odpor diody	W
$\Delta P_{vod,D}$	Vodivostní ztráty diody	W
$I_{stř,U}$	Střední proud usměrňovačem	A
$I_{ef,U}$	Efektivní proud usměrňovačem	A
s_U	Střída usměrňovače	-
$\Delta P_{vod,U}$	Vodivostní ztráty usměrňovačem	W
$\Delta P_{celk,T}$	Celkové ztráty tranzistoru	W
ΔP_{celk}	Celkové ztráty	W
$\lambda_{\theta ip}$	Tepelná vodivost izolační podložky	W m ⁻¹ K ⁻¹
S_{TO}	Plocha pouzdra TO-247	m ²
$R_{\theta ip}$	Tepelný odpor izolační podložky	KW ⁻¹
$R_{\theta tp}$	Tepelný odpor teplovodivé pasty	KW ⁻¹
$R_{\theta CH}$	Tepelný odpor mezi pouzdrům a chladičem	KW ⁻¹
S_{USM}	Plocha pouzdra usměrňovače	m ²
$R_{\theta CH,U}$	Tepelný odpor mezi pouzdrům a chladičem	KW ⁻¹
$R_{\theta H,max}$	Maximální tepelný odpor chladiče	KW ⁻¹

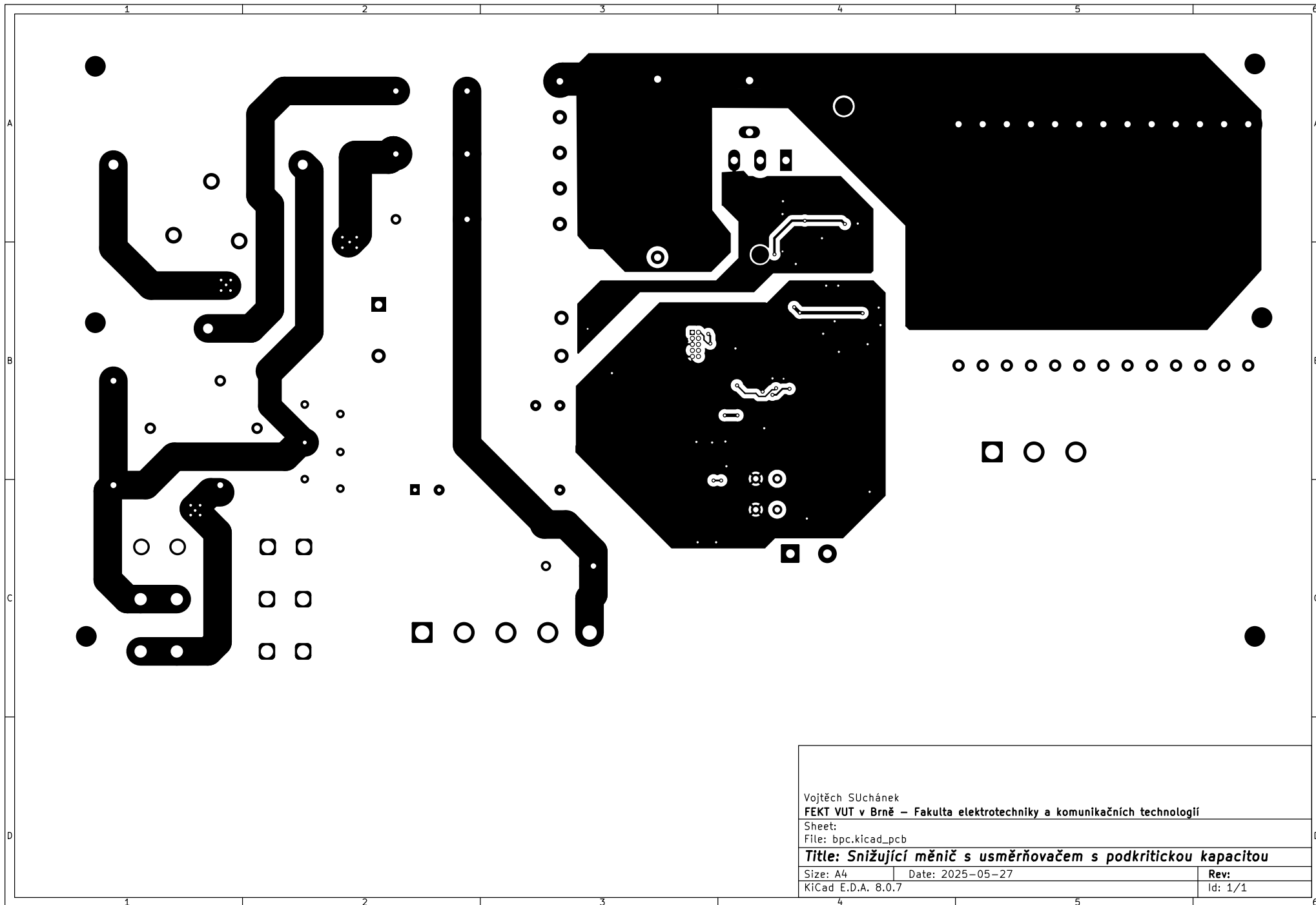
Symbol	Popis	Jednotka
ϑ_0	Okolní teplota	°C
ϑ_H	Teplota chladiče	°C
$\Delta\vartheta_H$	Teplotní úbytek na chladiči	°C
$\vartheta_{J,T}$	Teplota čipu tranzistoru	°C
$\Delta\vartheta_{J-H}$	Teplotní úbytek mezi chladičem a čipem	°C
ϑ_J	Teplota čipu	°C
U_{bo}	Napětí na bočníku	V
U_{OC}	Komparační úroveň napětí OC ochrany	V
$\% \Delta I$	Poměrné zvlnění proudu	-
$U_{ADC,max}$	Maximální hodnota napětí vstupu ADC	V
I_{PS}	Proudu proudovou smyčkou	A
$THD_{I,in}$	Harmonické zkreslení proudu	-
P_{jm}	Jmenovitý výkon	-
P_{in}	Činný příkon	W
S_{in}	Zdánlivý příkon	VA
λ	Účinník odběru	-
η	Účinnost	-



Příloha A.1 – Schéma zapojení



Vojtěch S Uchánek		
FEKT VUT v Brně – Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií		
Sheet:		
File: bpc.kicad_pcb		
Title: Snižující měnič s usměrňovačem s podkritickou kapacitou		
Size: A4	Date: 2025-05-27	Rev:
KiCad E.D.A. 8.0.7		Id: 1/1



Vojtěch S Uchánek

FEKT VUT v Brně – Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Sheet:

File: bpc.kicad_pcb

Title: Snižující měnič s usměrňovačem s podkritickou kapacitou

Size: A4

Date: 2025-05-27

Rev:

KiCad E.D.A. 8.0.7

Id: 1/1

